

V. V. RUDAKOV



MAȘINI ELECTRICE
AMPLIFICATOARE
în sistemele automate

V. V. RUDAKOV

MAȘINI ELECTRICE AMPLIFICATOARE în sistemele automate

Traducere din limba rusă



EDITURA TEHNICĂ

București — 1963

În carte sînt examinate amănunțit proprietățile mașinilor electrice amplificatoare (MEA) cu cîmp transversal în regimuri statice și dinamice. Sînt date de asemenea relațiile fundamentale pentru mașinile electrice amplificatoare cu cîmp longitudinal.

Sînt prezentate schemele tip de utilizare a MEA în sistemele automate cu mașini electrice, atît ca amplificatoare de putere proporționale, cît și ca amplificatoare sumatoare.

Sînt descrise cazurile speciale de utilizare a MEA cu cîmp transversal ca amplificatoare-multiplicatoare în sistemele automate, în instalațiile de modelare dinamică și în instalațiile generatoare de curent alternativ.

Cartea este destinată inginerilor și cercetătorilor științifici care lucrează în domeniile proiectării, cercetării și exploatării sistemelor automate. De asemenea ea poate fi utilă studenților ce se specializează în acționări automatizate și în automatizarea proceselor industriale.

В. В. РУДАКОВ

ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ УСИЛИТЕЛИ В СИСТЕМАХ АВТОМАТИКИ

ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

Москва-Ленинград кв IV — 1961

PREFAȚA

Dintre direcțiile fundamentale și hotărâtoare de dezvoltare a tehnicii moderne fac parte mecanizarea și automatizarea instalațiilor tehnologice și a proceselor de producție. Elementele cele mai importante ale mașinilor și mecanismelor, care determină posibilitatea automatizării unor operații productive, sînt elementele de acționare.

În prezent răspîndirea cea mai largă au căpătat-o acționările electrice reglabile ale mașinilor și mecanismelor, ce permit transformarea energiei electrice în energie mecanică în mod optim și cu pierderi minime.

Introducerea pe scară largă a acționărilor automatizate și autoreglabile îmbunătățește în mod radical condițiile de producție, mărind eficacitatea și intensitatea producției, ușurînd concomitent munca omului.

Pentru realizarea cu precizie a proceselor tehnologice date, în sistemele de acționări electrice moderne se utilizează comanda pe bază de program, comanda cu ajutorul dispozitivelor de memorare și autoadaptare automată a acționărilor la regimul de lucru optim al mașinii.

Automatizarea comenzii și a reglajului acționărilor electrice se realizează cu ajutorul amplificatoarelor de putere, care comandă convertizoarele și motoarele acționărilor.

Din sistemele de automatizare a acționărilor electrice cu mașini electrice fac parte și sistemele cu mașini electrice amplificatoare de putere.

Datorită siguranței de funcționare ridicate, cit și deservirii simple, instalațiile de automatizare cu mașini electrice au căpătat o largă răspîndire aproape în toate ramurile productive.

În instalațiile acționărilor electrice automate, mașinile electrice amplificatoare au început să fie utilizate în al cincilea deceniu al secolului în curs. Primele amplificatoare de acest tip au apărut avînd la bază mașinile de curent continuu cu cîmp de excitație transversal.

Proprietățile de amplificare ale mașinilor cu cîmp de excitație transversal au fost realizate prin introducerea unei înfășurări de compensare străbătută de curentul de sarcină al mașinii.

Propunerea de a introduce înfășurarea de compensare în mașina cu cîmp transversal, elaborată de inginerul german E. Rosenberg în 1905, a fost aplicată pentru prima oară de inginerul sovietic L. Rașkovski în anul 1927. Această propunere, făcută pentru a îmbunătăți reglarea automată a tensiunii generatorului cu cîmp transversal, a determinat de fapt prima construcție a mașinii electrice amplificatoare. Însă afit mașina lui Rosenberg cit și mașina lui Rașkovski au fost proiectate și fabricate de către uzinele constructoare de mașini ca generatoare pentru menținerea automată a tensiunii constante la iluminarea trenurilor; acestea nu au contribuit la dezvoltarea sistemelor de acționare automate.

Primele mașini electrice amplificatoare cu cîmp de excitație transversal utilizate în scopul automatizării acționărilor electrice ou fost elaborate în U.R.S.S. de către prof. A. G. Iosiŝian în anul 1940. Războiul a întirziat dezvoltarea în Uniunea Sovietică a instalațiilor de automatizare cu mașini electrice. În perioada postbelică, aceste lucrări au fost conduse de academicienii V. S. Kulebakin și N. P. Kostenko, de profesorii A. G. Iosiŝian, V. K. Popov, M. I. Romanov, de candidații în științe tehnice F. I. Goriainov, K. M. Iakimenko, N. A. Monoszon, de inginerii I. S. Epștein și alții.

Paralel cu perfecționarea mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp de excitație transversal, în perioada postbelică, au fost propuse mașini electrice amplificatoare cu autoexcitație (cu cîmp longitudinal). Inițial amplificatoarele cu autoexcitație au fost utilizate pentru comanda excitației turbogeneratoarelor de mare putere. Mai tirziu acestea au căpătat o largă răspindire și în diferitele instalații de acționare electrică automatizate cu mașini electrice. În Uniunea Sovietică lucrările asupra mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp longitudinal sint conduse în prezent de prof. A. E. Alexeev, membru corespondent al Academiei de Științe a U.R.S.S., de candidații în științe tehnice F. I. Goriainov, B. N. Nornevski, V. F. Boiko, B. F. Tokarev, A. A. Vavilov, O. I. Zolotarev și alții.

Trebuie menționat că în afara tipurilor principale de amplificatoare arătate, diferite firme străine au propus în ultimii ani, plecînd în special din considerente de brevetare, o serie întregă de variante de mașini electrice amplificatoare. Astfel, firma engleză Macfarlane Engineering din anul 1951 produce amplificatoare de tipul „Magnicon”, firma americană Allis-Chalmers din

anul 1945 produce amplificatoare de tipul „Regulex“, firma occidentală Siemens-Schuckert, fabrică din anul 1951 amplificatoare de tipul „Rapidin“ etc.

În Uniunea Sovietică se fabrica în serie mașini electrice amplificatoare cu câmp transversal. Pentru acționările industriale este prevăzută seria unitară de amplificatoare de tipul ЭМУ, cu puteri de la 0,3—11 kW. Se prevede de asemenea creșterea puterilor acestei serii până la 60 kW *).

Mașini electrice amplificatoare cu câmp longitudinal sînt fabricate de industria electrotehnică sovietică numai la comandă.

Dezvoltarea producției de mașini amplificatoare a fost stimulată de lucrările ample pentru crearea sistemelor automate cu mașini electrice. În U.R.S.S. aceste lucrări au fost efectuate în instituțiile de cercetări științifice și de proiectare, printre care trebuie menționate trustul „Electroprivod“, Institutul de cercetări științifice „Tiajpromelektroproekt“, Institutul central de cercetări științifice pentru metalurgia fieroasă, (ТНЦЕРМЕТ), Institutul electrotehnic unional Lenin, Institutul de cercetări științifice unional de electromecanică, (ВНИЕМ), Institutul experimental de cercetări științifice pentru construcții de mașini (ENIMS) și o serie de alte instituții.

Un aport substanțial la dezvoltarea sistemelor de automatizare cu mașini electrice l-au adus acad. V. S. Kulebakîn, prof. V. K. Popov, D. P. Morozov, A. T. Blajkin, A. V. Bașarin, A. I. Lerner, A. V. Fateev, candidații în științe tehnice O. V. Slejanovski, E. L. Ettingher, E. A. Rosenmann, A. B. Celiustkin, V. I. Feighin, V. N. Arhanghelski și alții. Datorită lucrărilor savanților și inginerilor sovietici, au fost create multe acționări electrice de înaltă productivitate, pentru diferite ramuri ale economiei naționale.

Mașinile electrice amplificatoare și sistemele automate sînt larg studiate în literatura sovietică și cea străină. Concomitent însă în literatură lipsește o expunere sistematică a principiilor de funcționare a amplificatoarelor în schemele tip de automatizare cu mașini electrice.

În cartea de față s-a făcut încercarea de a sistematiza descrierea proprietăților mașinilor electrice amplificatoare în scheme-tip de automatizare. În acest fel se precizează atît problemele teoriei funcționării mașinilor electrice amplificatoare, cît și problemele funcționării schemelor tip de automatizare cu mașini electrice.

*) În R.P.R. se construiesc mașini electrice amplificatoare. Pînă în prezent nu s-a elaborat o serie unitară. (Nota red. E. T.).

Pentru cercetarea proceselor din mașinile electrice amplificatoare și instalațiile de automatizare cu mașini electrice, în carte s-a adoptat metoda schemelor funcționale echivalente, și a reprezentărilor grafico-analitice și metoda funcțiilor de transfer generalizate și a caracteristicilor logaritmice de frecvență. Aceste metode sînt foarte sugestive și au în prezent cea mai largă răspîndire în practica inginerescă.

Schemele funcționale ce reprezintă imaginea grafică a sistemului, împărțit în elemente dinamice cu funcții de transfer tip, servesc la stabilirea și la cercetarea funcțiilor de transfer ale sistemelor în întregime fără rezolvarea ecuațiilor intermediare.

Transformarea schemelor funcționale care se efectuează pentru explicitarea funcției de transfer a sistemului, spre deosebire de transformările algebrice corespunzătoare ca rezolvarea analitică, arată clar atît direcția transformărilor, cît și corectitudinea ipotezelor simplificatoare. Cu ajutorul schemelor funcționale se pot avea în vedere foarte clar atît acțiunea diferită a reacțiilor permanente cît și condițiile inițiale diferite de zero la cercetarea sistemelor prin metoda divizării în intervale liniarizate. Utilizarea metodei schemelor funcționale a permis să se reducă în cartea de față diferitele scheme de utilizare a MEA la o combinație de elemente dinamice tip, avînd ca element principal MEA, sub formă de element oscilant de gradul doi, la funcționarea în gol a MEA. Această importantă generalizare, va fi foarte utilă inginerilor proiectanți la conceperea și la calculul instalațiilor de automatizare cu mașini electrice. Pe baza schemelor funcționale generalizate în carte se dezvoltă metoda construirii caracteristicilor statice ale sistemelor cu reacții permanente și se arată de asemenea determinarea caracteristicilor de frecvență generalizate pentru utilizarea metodei de frecvență la analiza proceselor tranzitorii în intervalele liniarizate.

Atenția principală este acordată în carte MEA cu cîmp transversal, deoarece MEA cu cîmp longitudinal nu a căpătat încă răspîndire în instalațiile de automatizare sovietice.

La alcătuirea diferitelor capitole ale cărții a fost utilizat un vast material publicat în literatura sovietică și în cea străină, cît și experiența personală a autorului în fabricarea mașinilor electrice amplificatoare și în cercetarea sistemelor de automatizare cu mașini electrice.

Autorul este foarte recunoscător membrului corespondent al Academiei de Științe a U.R.S.S., prof. D. A. Zavalîșin, și docenților I. A. Sabinin și A. I. Zikov pentru indicațiile prețioase date la citirea manuscrisului, cât și candidatului în științe tehnice S. A. Kovcin, pentru redactarea judicioasă a lucrării.

Autorul va fi recunoscător cititorilor pentru observațiile critice pe care le vor face. Scrisorile cu sugestii, observații și propuneri, rugăm a le trimite pe adresa : Leningrad D-41, Marsovopole nr. 1, L. O. Gosenergoizdat.

AUTORUL

NOTAȚII FOLOSITE

- A — pătura de curent a indusului, în A/cm ;
 a — numărul de perechi de căi de curent ale înfășurării indusului ;
 B — inducția magnetică în Gs ;
 b_x — susceptanța circuitului în $1/\Omega$;
 C_a — constanta mașinii ;
 C_e — panta caracteristicii de meis în gol a mașinii electrice amplificatoare ,
 $C_1 = C_{em} \Phi$ — coeficientul tensiunii contraelectromotoare a motorului ;
 C_{1MF} — coeficient de proporționalitate între t.e.m. și viteza mașinii de frinare ;
 $C_2 = C_{em} \Phi$ — coeficientul cuplului electromagnetic al motorului ,
 $C_{em} = 1,03 C_{em}$ — coeficienți determinați de parametrii constructivi ai motorului ;
 C_{2MF} — coeficient de proporționalitate dintre cuplul și curentul din circuitul indusului mașinii de frinare ,
 C'_e — valoarea echivalentă a pantei elementului avînd în vedere acțiunea reacțiilor rigide ;
 C — capacitate electrică ;
 D_a — diametrul pachetului indusului, în cm ,
 D_k — diametrul colectorului, în cm ;
 D_S — diametrul exterior al pachetului statorului, în cm ,
 D — factor de calitate ;
 E — t.e.m., în V ;
 ΔE_0 — t.e.m. datorită magnetismului remanent, în V ;
 E_n — valoarea nominală a t.e.m., în V ;
 e_x — valoarea instantanee a t.e.m. în timpul proceselor tranzitorii sau în circuitele de curent alternativ ,
 $f(t)$ — funcție independentă de timp ;
 $F(p)$ — transformata Laplace a funcției independente de timp ;
 F_x — tensiune magnetomotoare, în A ;
 f — frecvența curentului alternativ, în Hz ;
 GD^2 — momentul de volant al acționării (motorului și mașinii) raportat la axul motorului, în kgfm^2 ;
 H — intensitatea cîmpului magnetic, în Oe ,
 h_0 — factorul de amortizare a procesului la elementul oscilant fără sarcină ;

- h_r — idem, la elementul cu sarcină activă ;
 I_1 — curentul în circuitul înfășurării de comandă a MEA, în A ;
 I_2 — curentul în circuitul transversal al MEA, în A ;
 I_3 — curentul de sarcină al MEA, în A ;
 I_{kS} — curentul în circuitul înfășurării de compensare a MEA, în A ;
 I_a — curentul în circuitul indusurilor sistemului G-M, în A ;
 I_x — curentul în circuitul de curent continuu, în A ,
 i_x — curentul în timpul procesului tranzitoriu sau curentul alternativ, în A ;
 I_D — curentul corespunzător componente dinamice a cuplului motorului de curent continuu, în A ,
 J — momentul de inerție al acționării (motorului și mașinii) raportat la axul motorului, în kgfm s^2 ,
 k_{xy} — coeficient constant de proporționalitate dintre două mărimi variabile x și y ;
 k_{e0} — factorul de amplificare al MEA la funcționarea în gol ;
 k_{er} — factorul de amplificare al MEA la funcționarea în sarcină activă ;
 k_{eL} — factorul de amplificare al MEA la funcționarea în sarcină inductivă ,
 k_{21} — coeficientul reacției interne a curentului I_2 din circuitul transversal al MEA ;
 k_{31} — coeficientul reacției interne a curentului de sarcină I_3 al MEA ,
 k_e — factorul de amplificare de tensiune al elementului fără sarcină ;
 k_I — factorul de amplificare de curent al elementului la funcționarea cu o sarcină cu parametri constanți ;
 k_F — coeficientul de proporționalitate dintre curentul de sarcină și tensiunea magnetomotoare a amplificatorului magnetic ;
 k_{T1} — raportul de transformare al transformatorului în raport cu tensiunea primară ;
 k_{TII} — idem, în raport cu tensiunea secundară ,
 k_μ — coeficientul permeabilității magnetice al circuitului magnetic ;
 $L(\omega)$ — caracteristica logaritmică atenuare-frecvență a elementului sau sistemului ;
 L_1 — inductanța proprie a înfășurărilor de comandă ale MEA, în H ;
 L_{1e} — inductanța proprie totală echivalentă a circuitului echivalent de comandă al MEA, în H ;
 L_2 — inductanța proprie a înfășurărilor circuitului transversal al MEA, în H ;

- L_a — inductanța proprie a înfășurării indusului MEA, în H ;
 L_k — inductanța proprie a înfășurării de compensare a MEA, în H ;
 L_S — inductanța proprie a sarcinii inductive, în H ,
 l_a — lungimea pachetului indusului, în cm ;
 l_S — lungimea pachetului statorului, în cm ;
 l_x — lungimea porțiunii circuitului magnetic cu secțiune constantă, în cm ;
 $\lg X$ — logaritmul zecimal al mărimii X ,
 $\ln X$ — logaritmul natural al mărimii X ,
 M_S — cuplul de sarcină la axul motorului, în kgfm ;
 M_{xy} — inductanța mutuală dintre circuitele x și y ;
 N_a — numărul conductoarelor active ale înfășurării indusului ;
 N — numărul miezurilor amplificatorului magnetic ,
 n — viteza de rotație a axului mașinii, în rot/min ;
 $P(\omega)$ — caracteristica reală de frecvență a sistemului ;
 $p = \frac{d}{dt}$ — operatorul diferențial ,
 p_i — rădăcinile ecuației caracteristice ;
 p — numărul perechilor de poli ai mașinii electrice ;
 $Q(\omega)$ — caracteristica imaginară de frecvență a sistemului ,
 q_x — conducența circuitului, în $1/\Omega$;
 R_1 — rezistența circuitului înfășurării de comandă a MEA ;
 R_S — rezistență de sarcină ;
 R_3 — rezistența circuitului de sarcină al MEA, inclusiv rezistența interioară a MEA ;
 R_a — rezistența circuitului indusurilor sistemului G-M ;
 R_i — rezistența interioară a unui tub electronic ;
 r_1 — rezistența înfășurării de comandă a MEA ;
 r_2 — rezistența circuitului transversal al MEA ;
 r_k, r_{ik} — rezistența înfășurării de compensare a MEA ;
 r_s — rezistența reostatului ce suntează înfășurarea de compensare a MEA ;
 S — secțiunea miezului circuitului magnetic, în cm^2 ;
 S_x — panta caracteristicii amplificatorului, în V/A ;
 S — abaterea relativă a vitezei față de viteza de mers în gol ideal, sau alunecare ;
 T_1 — constanta de timp a înfășurării de comandă a MEA, în s ;
 $T_{1\Sigma}$ — constanta de timp totală a circuitului echivalent al înfășurării de comandă a MEA, în s ;
 T_e — constanta de timp a circuitului transversal al MEA, în s ;
 T_k — constanta de timp a circuitului înfășurării de compensare a MEA, în s ;

- T'_k — constanta de timp a necompensării dinamice a MEA, în s ;
 T_s — constanta de timp a sarcinii inductive, în s ;
 T_M — constanta de timp electromecanică a motorului și sarcinii, în s ;
 T_1, T_{11} — constantele de timp ale circuitelor înfășurărilor ce au legătură de transformator, în s ;
 t_c — pasul pe colector, în mm ;
 t — timpul de desfășurare a procesului, în s ;
 U — tensiunea continuă, în V ;
 U_1 — tensiunea de intrare sau tensiunea semnalului de referință, în V ;
 U_r — tensiunea de reacție, în V ;
 U_n — tensiunea nominală, în V ;
 $W(p)$ — funcție de transfer a elementului sau sistemului ;
 $W'(p)$ — funcția de transfer auxiliară pentru determinarea funcției de transfer a sistemului închis cu ajutorul nomogramelor ;
 $W(j\omega)$ — ecuația caracteristicii de frecvență a elementului sau sistemului ;
 w — numărul de spire ale înfășurării ;
 $X(x)$ — reactanța elementului, în Ω ;
 x — mărime variabilă independentă ;
 $X(p)$ — transformata Laplace a funcției de perturbare a elementului sau sistemului ;
 $Y(p)$ — transformata Laplace a funcției caracteristice a elementului sau sistemului ;
 y — mărimea variabilă examinată ;
 Z_x — numărul de dinți al miezului indusului sau statorului mașinii electrice ;
 z_x — impedanța circuitului, în Ω ;
 α_p — coeficientul de acoperire a pasului polar al mașinii electrice ;
 α — coeficient de forțare a proceselor tranzitorii ;
 $\alpha(x)$ — coeficientul reacției interne a amplificatorului de construcție dată ,
 $(\alpha + j\omega)$ — mărime variabilă complexă ;
 β — coeficientul reacției rigide în funcție de tensiunea de ieșire a elementului sau sistemului ;
 γ — coeficientul reacției rigide în funcție de curentul de sarcină al elementului sau sistemului ,
 Δ — determinantul principal al sistemului de ecuații ;
 Δ_c — determinantul afectat unei necunoscute a sistemului ;
 Δx — creșterea mărimilor variabile ;
 ΔE — abaterea t.e.m. a mașinii, în V ;

- ΔU_p — căderea de tensiune la perile mașinii electrice, în V ;
 δ — întrefierul dintre statorul și rotorul mașinii electrice sau în circuitul magnetic al transformatorului, în mm ;
 δ_y — suprareglarea în regim tranzitoriu a mărimii studiate ;
 δ — statismul sistemului de reglaj ,
 ϵ — gradul de compensare a reacției longitudinale a indușului mașinii electrice amplificatoare ,
 η — randamentul ;
 L — simbolul transformării directe a lui Laplace ;
 L^{-1} — simbolul transformării inverse a lui Laplace ;
 λ — permeanța în direcția liniilor de forță ale câmpului magnetic util, în H ,
 μ_x — panta caracteristicii tubului electronic sau a etajului amplificatorului electronic, în A/V ,
 μ_y — permeabilitatea magnetică a miezului amplificatorului magnetic, în V/A ,
 ν_0 — frecvența proprie de oscilație a elementului la funcționarea fără sarcină, în 1/s ;
 ν_r — frecvența proprie de oscilație a elementului în sarcina activă, în 1/s ;
 ξ — coeficientul permeanței specifice medii ;
 ρ — rezistență relativă ;
 σ_μ — coeficientul de scăpări magnetice ;
 σ — coeficientul de creștere a tensiunii în procesul dinamic al sistemului, în V/s ;
 τ — pasul polar, în cm ;
 Φ — fluxul magnetic de excitație al mașinii de curent continuu, în Mx ;
 φ — fluxul magnetic relativ al mașinii ,
 $\varphi(\omega)$ — caracteristica logaritmică fază-frecvență a elementului sau sistemului ;
 ω — pulsația curentului alternativ sau viteza unghiulară de rotație a axului motorului, în rad/s

I. GENERALITAȚI ASUPRA SISTEMELOR DE ACȚIONARE ELECTRICALĂ AUTOMATIZATĂ CU MAȘINI ELECTRICE

1.1. Generalități și structura schemelor de acționare electrică automatizată cu mașini electrice

Sistemele moderne de acționare electrică automată reprezintă dispozitive electromecanice pentru realizarea automată a diferitelor regimuri ale organelor de execuție ale mașinilor, în conformitate cu cerințele tehnologice.

După structură, sistemele de acționare electrică automatizată fac parte din clasa sistemelor închise, care cuprind circuitele principale de forță ale acționării electrice și circuitele de comandă cu elementele de comandă (fig. 1.1.).

În circuitele principale ale acționării se efectuează transformarea energiei electrice în energia mecanică care asigură regimurile prescrise de mișcare ale utilajului tehnologic. Puterea mașinilor electrice din circuitele principale este determinată de sarcină și de regimul de lucru al utilajului. Eficacitatea circuitului principal este apreciată după randamentul acestuia.

Circuitele de comandă sînt destinate pentru crearea și introducerea în circuitele principale a mărimii de comandă din semnalele de acționare și din informațiile asupra stării de mișcare a mașinii acționate. Caracteristicile elementelor circuitelor de comandă sînt stabilitatea și siguranța în funcționare.

Pentru asigurarea unui randament ridicat al circuitului principal, sistemele de acționare automată trebuie să conțină mașini

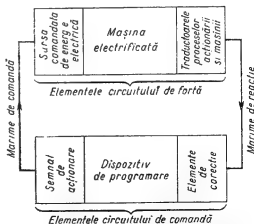


Fig 1-1. Schema funcțională a sistemelor de acționare electrică automate.

electrice cu o gamă largă de reglare a vitezei și cu pierderi minime.

Pentru asigurarea siguranței și stabilității în circuitele de comandă, acestea trebuie alcătuite din elemente de putere mică, adică să se conecteze la circuitele principale prin amplificatoare de putere.

În funcție de tipul amplificatoarelor de putere utilizate în sistemele de comandă, acționările electrice automate se împart în grupe.

Din sistemele de acționare electrică automatizată cu mașini electrice fac parte acele sisteme care conțin în circuitele de comandă mașini electrice amplificatoare de putere.

Structura sistemelor de acționare electrică automatizată cu mașini electrice este determinată în general de tipul acționării reglate. Pentru asigurarea unor posibilități largi de realizare a mărimilor de comandă, elementele de execuție ale acționărilor reglate trebuie să aibă o caracteristică de viteză liniară în funcție de valoarea semnalului de intrare :

$$n = kU_1. \quad (1.1)$$

Astfel de caracteristici pot fi obținute la acționările cu motoare de curent continuu cu excitație independentă variind tensiunea în circuitul indusului (fig. 1.2) și la acționările cu motoare electrice asincrone cu comandă prin frecvență (fig. 1.4).

Caracteristicile motorului de curent continuu pot fi descrise cu relația :

$$n = \frac{1}{C_e \Phi} U_1 - \frac{r_a}{C_e C_m \Phi^2} M_s. \quad (1.2)$$

Fig. 1-2. Caracteristicile mecanice ale motorului de curent continuu cu excitație independentă, la variația tensiunii din circuitul indusului.

Din relația (1.2) rezultă că nivelul vitezei motorului este determinat de tensiunea din circuitul indusului (U_1), iar prezența cuplului de sarcină (M_s) creează abaterea vitezei de la nivelul dat.

Abaterea vitezei motorului sub acțiunea cuplului de sarcină este considerată drept *eroarea sistemului de acționare*. Această eroare poate fi apreciată după valoarea variației relative a vitezei :

$$s_x = \frac{n_{ox} - n_{nx}}{n_{ox}} \cdot 100 \quad [\%].$$

Evident că cu cît este mai mare rigiditatea caracteristicilor mecanice ale motorului de acționare, adică cu cît este mai mică valoarea variației relative a vitezei, cu atît este mai mare precizia de funcționare a acționării.

Comanda motorului de curent continuu cu excitație independentă prin variația tensiunii din circuitul indusului se face cu ajutorul unei surse separate de tensiune reglabilă. Drept astfel de sursă se utilizează de obicei un generator de curent continuu sau un redresor ionic comandat.

Sistemul acționării reglate cu motor de curent continuu cu excitație independentă și cu generator separat, se numește prescurtat *sistemul G-M de curent continuu*.

În fig. 1.3 sînt reprezentate caracteristicile mecanice ale sistemului G-M de curent continuu, care în cazul general sînt descrise de relația

$$n = \frac{k_g}{C_2 \Phi} U_1 - \frac{(r_{ag} + r_{am})}{C_e C_m \Phi^2} M_s. \quad (1.3)$$

În sistemul G-M rigiditatea caracteristicilor mecanice ale motorului este suficient de mare cu toate că aceasta se micșorează suplimentar datorită căderii de tensiune din circuitul indusului generatorului. Prin urmare, sistemul G-M de curent continuu asigură proporționalitatea dintre viteza motorului și semnalul de excitație al generatorului și reprezintă în prezent sistemul de bază cu ajutorul căruia se creează sistemele de acționare electrică automatizată.

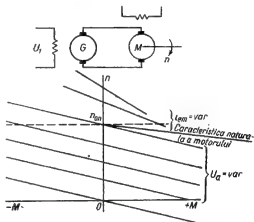


Fig. 1-3 Caracteristicile mecanice ale motorului de curent continuu cu excitație independentă funcționând în sistemul generator motor (G-M)

În fig. 1.4 sînt reprezentate caracteristicile mecanice ale motorului asincron în scurtcircuit, comandat prin frecvență.

Considerînd numai porțiunile de lucru ale caracteristicilor motorului se poate scrie pentru acestea următoarea relație :

$$n = \frac{60}{p} f_1 - 1,23 \cdot 10^3 \frac{r_2}{p^2} \cdot \frac{f_1^2}{U_1^2} M_S. \quad (1.4)$$

În cazul cînd $U_1/f_1 = \text{constant}$, viteza de rotație a motorului asincron este determinată de frecvența tensiunii de alimentare minus scăderea vitezei datorită sarcinii.

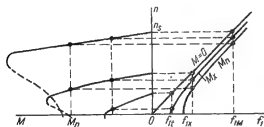


Fig. 1-4. Caracteristicile mecanice ale motorului asincron comandat prin frecvență ($U_1/f_1 = \text{const}$).

Micșorarea vitezei motorului asincron datorită sarcinii, ca și la motorul de curent continuu, reprezintă eroarea acționării; aceasta este cu atât mai mică cu cît este mai mică alunecarea motorului sau cu cît este mai mare rigiditatea caracteristicilor sale :

$$s_x = \frac{n_{sx} - n_{nx}}{n_{sx}} 100 \quad [\%].$$

Comanda prin frecvență se face de obicei cu surse

separate — generatoare sincrone sau asincrone cu frecvență variabilă. În prezent se fac încercări de a se utiliza în sistemele de mare putere cu comandă prin frecvență, generatoare compensate cu colector și convertizoare de frecvență ionice. Atît în sistemele de acționare cu generatoare sincrone sau asincrone (fig. 1.5, *a* și *b*), cît și în sistemele cu generator de curent alternativ compensat cu colector sau cu convertizor ionic (fig. 1.5, *c*), transformarea semnalului de comandă în tensiune de frecvență corespunzătoare se face prin intermediul sistemului auxiliar G-M de curent continuu.

Caracteristicile mecanice ale sistemului G-M de curent alternativ (fig. 1.6) au o rigiditate suficientă care garantează aceleași proprietăți înalte de lucru ale acționării de curent alternativ ca și la acționarea cu G-M de curent continuu.

Considerentele arătate permit ca la analizarea structurii acționărilor automatizate cu mașini electrice să se examineze numai sistemele de acționare cu schema G-M de curent continuu.

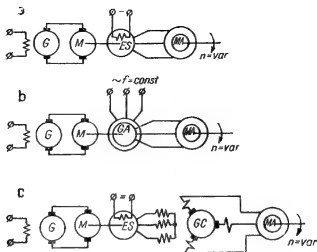


Fig. 1-5. Schemele acțiunilor reglabile de curent alternativ comandate prin frecvență :

a — cu generator sincron ; b — cu generator asincron ; c — cu generator cu colector și cu excitatoare sincronă.

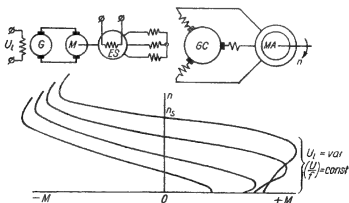


Fig. 1-6. Caracteristicile mecanice ale motorului asincron în sistemul de acțiunare G-M de curent alternativ, comandat prin frecvență

Schema funcțională a sistemului de acționare electrică automatizată cu mașini electrice poate fi reprezentată ca în fig. 1.7.

Cu ajutorul dispozitivului de programare DP operatorul prescrie regimul dorit de lucru al acționării electrice. Mărimea de comandă necesară în funcție de regimul de lucru prescris al acționării este produsă în dispozitivul amplificator-funcțional DAF *). Corectarea și adaptarea regimului de lucru al acționării electrice și a dispozitivului amplificator funcțional se

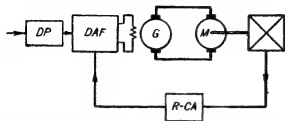


Fig. 1-7. Schema funcțională a sistemelor de acționare electrică automată

face cu ajutorul circuitului elementului de control automat R-CA **).

Dispozitivul amplificator funcțional se execută atât separat cât și împreună cu amplificatorul. Circuitele diferitelor reacții asigură posibilități largi pentru formarea mărimilor de comandă necesare în dispozitivul amplificator funcțional.

Combinarea reacțiilor prin introducerea unor elemente neliniare creează cele mai largi posibilități pentru comanda automată a acționării. De aceea, sistemele moderne de acționare electrică automatizată cu mașini electrice se caracterizează de regulă, prin prezența unei combinații de reacții :

Mașinile electrice amplificatoare în sistemele automate cu mașini electrice se folosesc de obicei drept amplificatoare de putere simple sau sumatoare.

În fig. 1.8 este reprezentată schema funcțională a sistemului de acționare electrică automatizată cu amplificator sumator auxiliar. Regimul de funcționare al acționării electrice este prescris de operator prin intermediul dispozitivului de programare. Mărimea de comandă necesară în funcție de mărimea de intrare pre-

*) Corespunde unui element format din contopirea regulatorului cu elementul de comparație conform STAS 6019-62. N. red. E. T.

**) Corespunde circuitului elementului de reacție conform STAS 6019-62. N. red. E. T.

scrisă, este prelucrată în amplificatorul sumator auxiliar sub influența sumei semnalelor de la circuitele de reacție, care sînt astfel acordate încît acționarea să asigure automat caracteristicile statice și dinamice de mișcare prescrise ale utilajului.

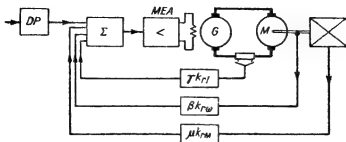


Fig. 1-8. Schema funcțională a sistemului de acționare electrică automată cu amplificator sumator auxiliar

În fig. 1.9 este reprezentată schema funcțională a sistemului de acționare electrică automatizată în care însumarea mărimilor de intrare și de corecție se face direct în circuitul de excitație al mașinii electrice amplificatoare de putere. Regimul de lucru al acționării în această schemă ca și în cea precedentă este prescris

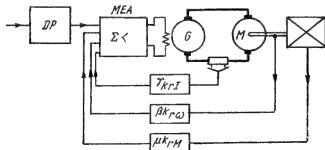


Fig. 1-9. Schema funcțională a sistemului de acționare electrică automată cu mașina electrică amplificatoare de putere sumatoare

de operator prin intermediul dispozitivului de programare, iar mărimea de comandă necesară este produsă în însăși mașina electrică amplificatoare de putere, în funcție de suma reacțiilor circuitelor de corecție.

1.2. Construirea caracteristicilor statice ale sistemelor automatizate cu mașini electrice

O particularitate a construirii caracteristicilor statice ale sistemelor de acționare electrică automată o reprezintă necesitatea reprezentării grafice a caracteristicilor reacțiilor derivație și serie cu acțiune permanentă sau limitată, avîndu-se în vedere saturațiile și histereza din mașini.

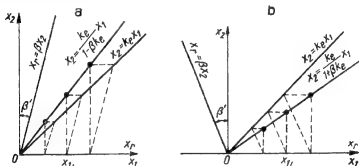


Fig. 1-10 Construcția grafică a caracteristicilor elementului cu reacție derivație pozitivă (a) și negativă (b)

Construcția grafică în cazul unei reacții simple derivație, este reprezentată în fig. 1.10. Caracteristica reacției derivație este o linie dreaptă care se trasează pe graficul elementului (sau al grupei de elemente legate în serie) cuprins de reacția dată, determinată de relația

$$\lambda_r = \beta x_2, \quad (1.5)$$

în care $\lambda_2 = k_e (\lambda_1 \pm x_r)$.

Caracteristica resultantă a elementului cu reacție derivație se obține ducînd linii paralele la caracteristica reacției, din punctele semnalelor de intrare x_{11} pînă la intersecția cu curba caracteristicii naturale a elementului și transportînd aceste puncte pe verticalele semnalelor date. În acest caz factorul de amplificare echivalent al elementului cu reacție pozitivă crește, iar al celui cu reacție negativă se micșorează, conform următoarei expresii analitice al factorului de amplificare echivalent al elementului cu reacție derivație:

$$k'_e = \frac{k_e}{1 \pm \beta k_e}.$$

Construcția grafică a caracteristicii în cazul reacției serie simplă este reprezentată în fig. 1.11.

Construcția se face pe diagrama curentului de sarcină al elementului în regim de scurtcircuit în funcție de semnalul de in-

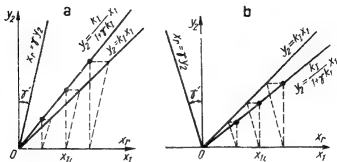


Fig. 1-11 Construcția grafică a caracteristicilor elementului cu reacție serie pozitivă (a) și negativă (b).

trare. În sistemul de coordonate $y_2 = f(x_1)$ al elementului, caracteristica reacției serie se obține sub formă de linie dreaptă determinată de relația

$$x_r = \gamma y_2, \quad (1.6)$$

unde $y_2 = k_I (x_1 \pm x_r)$.

Avînd în vedere acțiunea reacției de curent, caracteristica rezultantă de scurtcircuit a elementului se obține ducînd paralele la caracteristica reacției de curent din punctele semnalelor de intrare x_{1l} pînă la intersecția cu caracteristica naturală de scurtcircuit a elementului și transportînd ulterior punctele de intersecție pe liniile verticale ale semnalelor date.

Factorul de amplificarea de curent echivalent al elementului în cazul acțiunii reacției de curent se obține sub forma :

$$K'_I = \frac{k_I}{1 \mp \gamma y_I} \cdot \cdot$$

Luarea în considerare a acțiunii reacțiilor de curent la ridicarea caracteristicilor de lucru ale elementului sau ale sistemului se efectuează prin construirea triunghiului caracteristic. Acest triunghi dă posibilitatea de a evalua suma variațiilor mărimii de ieșire a elementului în sarcină, datorită căderii interioare de tensiune și datorită acțiunii reacției de curent.

Pentru determinarea triunghiului caracteristic pe graficul comun (fig. 1.12) se construiesc caracteristicile de mers în gol $x_2 = k_e x_1$ și de scurtcircuit $y_2 = k_f' x_1$ ale elementului examinat. Apoi se determină valoarea scăderii mărimii Δx_{2n} pentru sarcina nominală și pe caracteristica de mers în gol se determină punctul cu coordonatele Δx_{2n} ; x_{1e} . Pe caracteristica de scurtcircuit pentru sarcina nominală se determină punctul cu coordonatele y_{2n} ; x_{1f} . Unind între ele punctele (Δx_{2n} ; x_{1e}), (Δx_{2n} , x_{1f}) și (0 ; x_{1f}), obținem triunghiul caracteristic ABC , în care cateta verticală CB corespunde căderii de tensiune interioare din element la sarcina nominală, iar cateta BA — variației semnalului de intrare datorită acțiunii reacției de curent, la curentul de sarcină nominal.

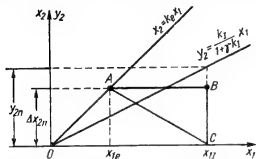


Fig. 1-12. Construcția triunghiului caracteristic pentru luarea în considerație a acțiunii reacției de curent.

nominală, iar cateta BA — variației semnalului de intrare datorită acțiunii reacției de curent, la curentul de sarcină nominal.

Evident că dimensiunile triunghiului caracteristic la un coeficient de reacție constant, sînt determinate numai de valoarea curentului de sarcină, de aceea triunghiul caracteristic pentru orice curent de sarcină poate fi construit asemenea cu triunghiul nominal, prin modificarea proporțională a dimensiunilor laturilor sale.

Construirea caracteristicii statice a elementului cu reacție serie simplă se face așa cum se arată în fig. 1.13. Pe graficul comun se trasează caracteristica de mers în gol a elementului $x_2 = f_1(x_1)$ și linia mărimii de acționare $x_1 = f(x_2)$. Dacă elementul nu are reacții derivație, această linie este o dreaptă verticală. În cazul prezenței reacției derivație, linia mărimii de acționare va fi înclinată, panta acesteia fiind determinată de coeficientul de reacție derivație. Triunghiul caracteristic pentru mărimea de acționare dată se așază pe diagramă astfel încît vîrfurile sale A să se găsească pe caracteristica de mers în gol a elementului, iar vîrfurile C — pe linia mărimii de acționare. Astfel, punctul de contact al vîrfurilor triunghiului caracteristic C cu linia mărimii de acționare va determina valoarea coordonatei de ieșire x_2 pentru sarcina y_2 (dimensiunile date ale triunghiului) și pentru mărimea de acționare x_1 . Variind proporțional dimensiunile triunghiului caracte-

ristic și deplasându-l pe acesta de-a lungul liniei mărimii de acționare, se determină punctele caracteristicii coordonatei de ieșire a elementului x_2 în funcție de y_2 pentru mărimea de acționare dată x_1 .

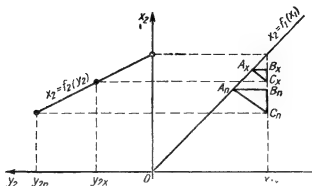


Fig. 1-13. Construcția caracteristicilor elementului cu reacție negativă de curent, cu mărime de acționare constantă la intrare și sarcină variabilă

Construcția caracteristicii statice a elementului pentru o combinație de reacții simple — derivație și serie — este reprezentată în fig. 1.14, a.

Relația dintre mărimi în acest caz este :

$$E_g = k_g (\alpha U_1 \pm \beta U_g \pm \gamma I_g),$$

unde α este coeficientul de forțare al mărimii de acționare ;
 β — coeficientul reacției de tensiune a generatorului, raportat la înfășurarea pilot ;
 γ — coeficientul reacției de curent de sarcină al generatorului, raportat la înfășurarea pilot.

Fiind dat coeficientul de forțare α se pot determina coeficienții reacțiilor derivație și serie în următorul mod.

Coeficientul reacției negative rigide derivație determină panta liniei reacției și poate fi calculat cu relația

$$\beta = \frac{(\alpha - 1) U_{10}}{U_{g0}}. \quad (1.7)$$

Coeficientul reacției de curent γ se determină din compararea triunghiurilor caracteristice, a celui natural și a celui obținut prin construcție.

În fig. 1.14, b este reprezentat triunghiul natural ($A_e B_e C_e$) și cel necesar ($A_e B_{sc} C_{sc}$) ridicate pe graficul comun al caracte-

1.3. Stabilirea ecuațiilor dinamicii pentru sistemele de acționare automatizată cu mașini electrice

Caracteristicile dinamice ale sistemelor de acționare electrică automată se stabilesc avînd în vedere parametrii dinamici ai elementelor.

Dintre parametrii dinamici ai elementelor acționării automate fac parte constantele de timp electromagnetice ale circuitelor inductive, constantele de timp electrice ale circuitelor capacitive și constantele de timp electromecanice ale circuitelor cu inerție mecanică.

Dacă presupunem că parametrii dinamici ai elementelor sistemelor de acționare electrică automată sînt constanți, aceste sisteme sînt descrise de ecuații diferențiale liniare simple.

Ecuațiile proceselor tranzitorii ale acționării electrice se determină prin eliminarea variabilelor intermediare din sistemul de ecuații diferențiale liniare, ale circuitelor sale. Ca rezultat se obține o ecuație diferențială liniară de gradul n :

$$a_0 x^n + a_1 x^{n-1} + a_2 x^{n-2} + \dots + a_{n-1} x + a_n = f(t). \quad (1.9)$$

Soluția unor astfel de ecuații se determină cu ajutorul substituției lui Euler, $x = e^{rt}$, ca sumă a soluțiilor ecuației omogene și a soluției particulare a ecuației neomogene:

$$x(t) = C_1 e^{r_1 t} + C_2 e^{r_2 t} + \dots + C_n e^{r_n t} + X. \quad (1.10)$$

În acest caz soluțiile particulare ale ecuației omogene se determină cu ajutorul rădăcinilor ecuației caracteristice:

$$a_0 r^n + a_1 r^{n-1} + \dots + a_{n-1} r + a_n = 0,$$

iar constantele de integrare C_1, C_2, \dots, C_n — prin condițiile inițiale.

Pentru reducerea lucrărilor de studiu al proceselor dinamice în sistemele complexe de acționare automate, lucrări legate de necesitatea rezolvării ecuațiilor diferențiale de grade superioare, în prezent se folosește pe scară largă metoda calculului operațional și cea a caracteristicilor de frecvență.

În cazul utilizării metodei calculului operațional se folosește transformarea funcțională a lui Laplace cu ajutorul căreia

variabilele date în funcție de timp, sînt înlocuite cu transformatele corespunzătoare :

$$\mathcal{L}[f(t)] = \int_0^{\infty} f(t) e^{-pt} dt = F(p), \quad (1.11)$$

unde

$$p = \alpha + j\omega.$$

O astfel de transformare permite înlocuirea operației de diferențiere și integrare, cu operațiile de înmulțire și împărțire prin operatorul p , adică permite algebrizarea ecuațiilor diferențiale.

Dacă condițiile inițiale sînt nule iar perturbația variază în treaptă unitară, transformatele derivatei și integralei pot fi scrise sub forma următoare

$$\mathcal{L}\left[\frac{d^n x}{dt^n}\right] = p^n X(p); \quad (1.12)$$

$$\mathcal{L}\left[\int x(t) dt\right] = \frac{X(p)}{p}, \quad (1.13)$$

adică derivata de ordinul n se înlocuiește prin înmulțirea transformatei $X(p)$ cu operatorul p la acea putere, iar integrala se înlocuiește printr-o fracție avînd la numărător transformata $X(p)$, iar la numitor operatorul p .

Astfel, cu ajutorul transformării Laplace ecuația diferențială dată a sistemului poate fi transformată într-o ecuație operațională algebrică.

$$\mathcal{L}\left[a_0 \frac{d^n x}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + a_{n-1} \frac{dx}{dt} + a_n x\right] = \mathcal{L}[f(t)],$$

sau

$$[a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_{n-1} p + a_n] X = \mathcal{L}f(t), \quad (1.14)$$

Scrind ecuațiile diferitelor circuite elemente ale acționării electrice automatizate sub formă operațională, determinarea ecuației generale a sistemului se reduce la rezolvarea a n ecuații algebrice cu m necunoscute, care la rîndul ei, poate fi mult simplificată folosind metoda determinanților.

În cazul cînd există n ecuații algebrice cu m necunoscute

$$A_1(p)X_1 + B_1(p)X_2 + \dots + M_1(p)X_m = F_1(p);$$

$$A_2(p)X_1 + B_2(p)X_2 + \dots + M_2(p)X_m = F_2(p);$$

$$\dots \dots \dots$$

$$A_n(p)X_1 + B_n(p)X_2 + \dots + M_n(p)X_m = F_n(p).$$

Ecuția în raport cu una dintre variabile care ne interesează se obține sub formă de raport dintre determinantul afectat acelei necunoscute și determinantul principal al sistemului.

$$X_m(p) = \frac{\Delta_m}{\Delta} = \frac{\begin{vmatrix} A_1(p) & B_1(p) & \dots & F_1(p) \\ A_2(p) & B_2(p) & \dots & F_2(p) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_n(p) & B_n(p) & \dots & F_n(p) \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} A_1(p) & B_1(p) & \dots & M_1(p) \\ A_2(p) & B_2(p) & \dots & M_2(p) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_n(p) & B_n(p) & \dots & M_n(p) \end{vmatrix}}. \quad (1.15)$$

Determinantul corespunzător necunoscutei Δ_m se obține din determinantul principal prin înlocuirea coloanei a m -a, compusă din coeficienții necunoscuți căutate X_m , cu coloana compusă din părțile din dreapta ale ecuațiilor inițiale.

Procesul de stabilire a ecuațiilor operaționale ale sistemului se poate simplifica și mai mult dacă în loc de ecuațiile elementelor se folosesc funcțiile de transfer ale acestor elemente și schemele funcționale ale sistemelor. Dacă condițiile inițiale sînt nule, prin funcție de transfer se înțelege raportul

$$W(p) = \frac{ef(t)}{A(p)}. \quad (1.16)$$

Sub această formă, fiecare element al sistemului de acționare electrică automată poate fi reprezentat pe schema funcțională printr-un anumit cuadripol cu un factor de amplificare constant și o funcție de transfer determinată de caracteristicile dinamice ale elementului (fig. 1.15).

Deoarece toate ecuațiile care descriu sistemul închis de acționare electrică automată sînt legate între ele, și schema funcțională a unui astfel de sistem va avea forma unui circuit închis (fig. 1.16). Dacă există reacții de diferite tipuri, schema funcțională a sistemului are mai multe circuite și în cazul general ea poate avea mai multe circuite cu legături încrucișate.

Mai menționăm faptul că elementele care au mai multe grade de libertate în schema funcțională sînt reprezentate prin mai multe elemente.

Funcția de transfer a sistemului de acționare electrică automată se determină după schema funcțională prin transformări

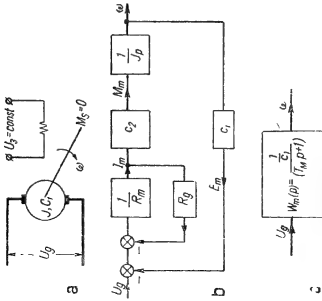


Fig. 1-15. Reprezentarea elementului sistemului de acționare automată printr-un cuadripol echivalent: a — schema electrică a elementului (motorul acționării); b — schema funcțională a elementului; c — elementul echivalent cu funcția de transfer $W_m(p)$

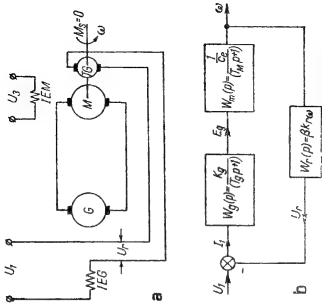


Fig 1-16. Construirea schemei electrice (a) și a schemei funcționale (b) a acționării automate

de structură. Deoarece funcțiile de transfer ale elementelor caracterizează admitanța lor operațională, transformarea schemelor funcționale se face după regulile analoge cu regulile pentru rețelele electrice cu mai multe circuite.

Astfel, funcția de transfer a două elemente legate în serie se determină cu formula

$$W(p) = W_1(p)W_2(p). \quad (1.17)$$

Dacă două elemente sînt legate în paralel funcția de transfer se obține cu formula

$$W_{II}(p) = W_1(p) + W_2(p). \quad (1.18)$$

Dacă un element (sau mai multe) este cuprins de o reacție, funcția de transfer se obține sub forma :

$$W_{III}(p) = \frac{W_1(p)}{1 \pm W_1(p)W_r(p)}; \quad (1.19)$$

în această formulă semnul plus se referă la reacția negativă iar semnul minus — la reacția pozitivă.

Pentru celelalte cazuri regulile de transformare a schemelor funcționale ale acționărilor electrice sînt indicate în tabela 1.1.

Schemele funcționale sînt sugestive, fiind comode nu numai pentru analiza ci și pentru sinteza sistemelor de acționare electrică automată și se utilizează astăzi pe o scară largă la studiul sistemelor de automatizare cu mașini electrice.

Determinarea proceselor tranzitorii în sistemele de acționare electrică automată se face de obicei fie cu ajutorul ecuațiilor operaționale ale sistemului, fie cu ajutorul caracteristicilor de frecvență ale acestuia.

Deducerea ecuațiilor proceselor tranzitorii din ecuațiile operaționale simplifică calculele în comparație cu rezolvarea clasică a ecuațiilor diferențiale, datorită simplificării determinării constantelor de integrare.

Deducerea funcției din ecuația operațională se face cu ajutorul transformării inverse a lui Laplace :

$$x(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\alpha-j\infty}^{\alpha+j\infty} X(p) e^{pt} dp. \quad (1.20)$$

La deducerea funcției descrise de o ecuație operațională complexă, aceasta se descompune în factori simpli, ale căror transformate inverse sînt cunoscute.

Originalele unor transformate sînt indicate în tabela 1.2.

Tabela 1-1

Regula	Circuitul inițial	Circuitul echivalent
Intervertirea punctelor de însumare		
Intervertirea punctelor de priză		
Deplasarea punctului de însumare de la intrarea elementului la ieșirea acestuia		
Deplasarea punctului de însumare de la ieșirea elementului la intrarea acestuia		
Deplasarea punctului de priză de la intrarea elementului la ieșirea acestuia		
Deplasarea punctului de priză de la ieșirea elementului la intrarea acestuia		
Contopirea câtorva elemente într-un singur element		
Eliminarea legăturii în paralel		
Eliminarea reacției unitare		
Eliminarea reacției neunitare		

Tabela 1-2

Funcțiile și transformatele lor

Nr. crt.	$F(p)$	$f(t)$ la $t \geq 0$
1	$\frac{1}{(p+a)(p+\gamma)}$	$\frac{e^{-at} - e^{-\gamma t}}{\gamma - a}$
2	$\frac{p+a_0}{-p(p+a)(p+\gamma)}$	$\frac{a_0}{a\gamma} + \frac{a_0-a}{a(a-\gamma)} e^{-at} + \frac{a_0-\gamma}{\gamma(\gamma-a)} e^{-\gamma t}$
3	$\frac{p+a_0}{p(p^2+\beta^2)}$	$\frac{a_0}{\beta^2} - \frac{1}{\beta^2} \sqrt{a_0^2+\beta^2} \cos(\beta t + \phi),$ unde $\phi \div \arctg \frac{\beta}{a_0}$
4	$\frac{1}{(p+a)^2+\beta^2}$	$\frac{1}{\beta} e^{-at} \sin \beta t$
5	$\frac{p+a_0}{(p+a)^2+\beta^2}$	$\frac{1}{\beta} \sqrt{(a_0-a)^2+\beta^2} e^{-at} \sin(\beta t + \phi),$ unde $\phi \div \arctg \frac{\beta}{a_0-a}$
6	$\frac{1}{p[(p+a)^2+\beta^2]}$	$\frac{1}{\beta_0^2} + \frac{1}{\beta_0 \beta} \times e^{-at} \sin(\beta t - \phi),$ unde $\phi \div \arctg \frac{\beta}{-a}$; $\beta_0^2 \div a^2 + \beta^2$
7	$\frac{p+a_0}{p[(p+a)^2+\beta^2]}$	$\frac{a_0}{\beta_0^2} + \frac{1}{\beta \beta_0} \sqrt{(a_0-a)^2+\beta^2} \times e^{-at} \sin(\beta t + \phi),$ unde $\phi \div \arctg \frac{\beta}{a_0-a} - \arctg \frac{\beta}{-a}$; $\beta_0^2 \div a^2 + \beta^2$

Tabela 1-2 (continuare)

Nr. crt.	$F(p)$	$f(t)$ la $t \geq 0$
8	$\frac{1}{(p+\gamma)[(p+a)^2+\beta^2]}$	$\frac{e^{-\gamma t}}{(\gamma-a)^2+\beta^2} + \frac{1}{\beta \sqrt{(\gamma-a)^2+\beta^2}} e^{-at} \sin(\beta t - \phi),$ <p style="text-align: center;">unde $\phi = \arctg \frac{\beta}{\gamma-a}$</p>
9	$\frac{1}{p(p+\gamma)[(p+a)^2+\beta^2]}$	$\frac{1}{\gamma\beta^2} - \frac{1}{\gamma[(a-\gamma)^2+\beta^2]} e^{-\gamma t} +$ $+ \frac{1}{\beta\beta_0 \sqrt{(\gamma-a)^2+\beta^2}} e^{-at} \sin(\beta t - \phi),$ <p style="text-align: center;">unde $\phi = \arctg \frac{\beta}{-a} + \arctg \frac{\beta}{\gamma-a};$ $\beta_0^2 = a^2 + \beta^2$</p>
10	$\frac{p+a_0}{p(p+\gamma)[(p+a)^2+\beta^2]}$	$\frac{a_0}{\gamma\beta_0^2} + \frac{\gamma-a_0}{\gamma[(a-\gamma)^2+\beta^2]} e^{-\gamma t} +$ $+ \frac{1}{\beta\beta_0} \sqrt{\frac{(a_0-a)^2+\beta^2}{(\gamma-a)^2+\beta^2}} e^{-at} \times \sin(\beta t + \phi),$ <p style="text-align: center;">unde $\phi = \arctg \frac{\beta}{a_0-a} - \arctg \frac{\beta}{\gamma-a} -$ $-\arctg \frac{\beta}{-a}; \quad \beta_0^2 = a^2 + \beta^2$</p>

Descompunerea unei expresii operaționale complexe în factori simpli se efectuează în modul următor. Presupunând că transformata $X(p)$ a funcției căutate are forma unei fracții raționale, la numitorul căreia se află ecuația caracteristică fără rădăcini nule și multiple, se poate scrie această transformată sub forma unei sume de fracții simple:

$$X(p) = \frac{B(p)}{A(p)} = \sum_{i=1}^n \frac{C_i}{p-p_i}, \quad (1.21)$$

unde p_i sînt rădăcinile polinomului caracteristic de gradul n ;
 C_i -- coeficienții constanți.

Coeficienții necunoscuți C_l se determină înmulțind ambele părți ale egalității obținute cu binomul $(p-p_l)$ și înlăturînd nedeterminarea pentru cazul cînd p tinde către p_l :

$$\lim_{p \rightarrow p_l} (p-p_l) \frac{B(p)}{A(p)} = C_l = \frac{B(p_l)}{A'(p_l)}. \quad (1.22)$$

Astfel, originala funcției fără rădăcini nule și multiple în polinomul caracteristic al transformatei acesteia, se determină cu expresia

$$x(t) = \sum_{i=1}^n \frac{B(p_i)}{A'(p_i)} e^{p_i t}. \quad (1.23)$$

Dacă există o rădăcină nulă în polinomul caracteristic al transformatei funcției, originala funcției se determină cu formula:

$$x(t) = \frac{B(0)}{A(0)} + \sum_{i=1}^n \frac{B(p_i)}{p_i A'(p_i)} e^{p_i t}. \quad (1.24)$$

Dacă există rădăcini multiple și o rădăcină nulă în polinomul caracteristic al transformatei funcției, originala se determină cu următoarea expresie

$$x(t) = \frac{B(0)}{A(0)} + \sum_{i=1}^k \sum_{q=1}^{m_i} \frac{C_i^{(m_i-q)}(p_i) t^{(q-1)}}{(m_i-q)! (q-1)!} e^{p_i t}, \quad (1.25)$$

unde $p_1, p_2 \dots p_k$ sînt rădăcinile ecuației $A(p)=0$ cu multiplicitățile $m_1, m_2 \dots m_k$. În acest caz numărul total al rădăcinilor este

$$n = \sum_{i=1}^k m_i; \quad C_l(p_i) = \frac{B(p_i)}{A^{m_i}(p_i)} m_i!$$

În sfîrșit, dacă există rădăcini complexe conjugate în polinomul caracteristic al transformatei funcției, originala acesteia pentru cazul rădăcinilor pur imaginare se obține sub forma

$$X(p) = \frac{B(p)}{(p^2 + \omega_1^2) A_2(p)};$$

$$x(t) = \operatorname{Im} \left| \frac{B(j\omega_1)}{\omega_1 A_2(j\omega_1)} e^{j\omega_1 t} \right| + \sum_{k=3}^q \frac{B(p_k)}{(p_k^2 + \omega_1^2) A_2'(p_k)} e^{p_k t} \quad (1.26)$$

iar în cazul rădăcinilor complexe conjugate

$$X(p) = \frac{B(p)}{[(p+\alpha)^2 + \beta^2] A_2(p)};$$

$$x(t) = \operatorname{Im} \left| \frac{B(-\alpha + j\beta)}{(-\alpha + j\beta) A_2(-\alpha + j\beta)} e^{(-\alpha + j\beta)t} \right| + \sum_{k=3}^q \frac{B(p_k) e^{p_k t}}{[(p+\alpha)^2 + \beta^2] A'_2(p_k)}.$$
(1.27)

Determinarea proceselor tranzitorii în sistemul de acționare electrică automată, după caracteristicile de frecvență ale acestuia se efectuează de obicei fără determinarea prealabilă a funcției de transfer a sistemului.

După cum se știe, se numesc caracteristici atenuare-fază-frecvență ale elementelor sau ale circuitelor, valorile particulare ale funcțiilor de transfer ale acestora, pentru $p = j\omega$:

$$W(j\omega) = \frac{\int_0^\infty x_{te}(t) e^{-j\omega t} dt}{\int_0^\infty x_{in}(t) e^{-j\omega t} dt},$$

sau

$$W(j\omega) = \frac{x_{te}(j\omega)}{x_{in}(j\omega)} = k(\omega) e^{-j\varphi(\omega)}.$$
(1.28)

Caracteristicile atenuare-fază pot fi obținute ușor cu ajutorul parametrilor elementelor, sau pot fi ridicate experimental. Această ultimă împrejurare este foarte importantă deoarece dă posibilitatea de a analiza suplimentar proprietățile diferitelor elemente și circuite ale sistemului după caracteristicile de frecvență experimentale ale acestora.

Pentru determinarea caracteristicilor de frecvență ale sistemului de acționare cu schemă funcțională dată se folosesc de obicei *caracteristicile logaritmice de frecvență* ale elementelor

$$\ln W_x(j\omega) = \ln k_x(\omega) - j\varphi_x(\omega).$$
(1.29)

Caracteristicile logaritmice de frecvență sînt deosebit de comode prin aceea că la utilizarea lor operațiile de înmulțire a caracteristicilor verigilor legate în serie se înlocuiesc cu operații de însumare:

$$\ln [W_1(j\omega) W_2(j\omega) \dots W_n(j\omega)] = \sum_{i=1}^n \ln k_i(\omega) - j \sum_{i=1}^n \varphi_i(\omega).$$

Dacă se folosesc caracteristicile logaritmice de frecvență, caracteristica atenuare-fază-frecvență a sistemului este înlocuită prin două caracteristici: cu *caracteristica logaritmică atenuare-frecvență* (CLA) și *caracteristica logaritmică fază-frecvență* (CLF).

Deoarece CLA se exprimă de obicei în decibeli, valorile ordonatelor caracteristicii atenuare-frecvență se înmulțesc cu 20.

Astfel, CLA a unui lanț de elemente ale sistemului legate în serie se determină ca suma CLA ale elementelor separate:

$$L(\omega) = 20 \sum_{i=1}^n \lg k_i(\omega), \quad (1.30)$$

iar CLF a unui lanț de elemente legate în serie se determină ca suma CLF ale elementelor:

$$\varphi(\omega) = \sum_{i=1}^n \varphi_i(\omega). \quad (1.31)$$

CLA și CLF ale lanțului de elemente cuprinse de o reacție se determină cu ajutorul unor nomograme standardizate, pe care, după valorile CLA și CLF ale elementelor înseriate în circuitul principal și ale elementelor din circuitul de reacție se determină CLA și CLF ale acestui circuit în stare închisă.

Dacă

$$W(j\omega) = \frac{W_x(j\omega)}{1 + W_x(j\omega) W_r(j\omega)} = W_x(j\omega) \Phi(j\omega), \quad (1.32)$$

atunci

$$\Phi(j\omega) = \frac{W'(j\omega)}{1 + W'(j\omega)} \quad \text{unde} \quad W'(j\omega) = \frac{1}{W_x(j\omega) W_r(j\omega)}.$$

În fig. 1.17 este reprezentată nomograma pentru determinarea CLA și CLF ale circuitului elementelor în stare închisă din CLA și CLF ale aceluiași circuit în stare deschisă.

Folosind metodele amintite pentru determinarea caracteristicilor logaritmice de frecvență ale circuitelor din CLA și CLF ale elementelor, se pot determina caracteristicile analoge ale sistemului de acționare electrică automată din schema funcțională a acestuia, după cum urmează. În primul rând, se construiește schema funcțională exactă a sistemului dat de acționare electrică automatizată. Apoi se transformă structura schemei astfel încât aceasta să nu aibă reacții încrucișate. În sfârșit, din schema funcțională transformată, cit și din CLA și CLF ale diferitelor

elemente, se determină CLA și CLF ale sistemului de acționare electrică automată examinat.

Pentru determinarea proceselor tranzitorii ale acționării electrice automate cu ajutorul CLA și CLF se folosește pe scară largă metoda caracteristicilor reale de frecvență tip.

Descompunând expresia caracteristicii complexe de frecvență în partea reală și partea imaginară,

$$W(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega) \quad (1.33)$$

se obțin expresiile caracteristicilor reale și imaginare de frecvență ale sistemului:

$$P(\omega) = |k(\omega)| \cos \varphi(\omega); \quad (1.34)$$

$$Q(\omega) = |k(\omega)| \sin \varphi(\omega). \quad (1.35)$$

Procese tranzitorii din sistem, când există caracteristicile reală și imaginară de frecvență se determină cu următoarele relații:

— pentru cazul mărimii de intrare în salt unitar ($t > 0$)

$$x(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^\infty P(\omega) \frac{\sin t\omega}{\omega} d\omega; \quad (1.36)$$

— pentru cazul mărimii de intrare sinusoidale [$f(t) = \sin \omega_a t$]

$$x(t) = -\frac{2}{\pi} \int_0^\infty \frac{\omega Q(\omega_a) - \omega_a Q(\omega)}{\omega_a (\omega^2 - \omega_a^2)} \sin t\omega d\omega. \quad (1.37)$$

Metoda determinării proceselor tranzitorii în sistem după caracteristicile reală și imaginară de frecvență constă în aceea că caracteristicile reale se înlocuiesc cu caracteristici de frecvență aproximative compuse din câteva caracteristici de frecvență tip, care determină componentele procesului tranzitoriu din sistem.

Deoarece în marea majoritate a cazurilor sistemele de acționare electrică se analizează în cazul funcționării la mărime de

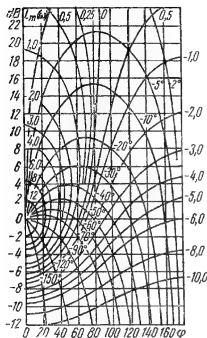


Fig. 1-17 Nomograma pentru determinarea caracteristicilor logaritmice de frecvență ale sistemului închis după caracteristicile logaritmice de frecvență ale sistemului deschis.

intrare în salt unitar, în practica calculelor aproximative ale proceselor tranzitorii se folosesc în special caracteristicile reale de frecvență.

Înlocuind caracteristica reală de frecvență a sistemului de acționare electrică cu cea aproximată compusă din caracteristici trapezoidale tip, procesul tranzitoriu din sistemul de acționare se obține ca o sumă a diferitelor componente, conform caracteristicii reale de frecvență approximate.

$$x(t) = \sum_{i=1}^n p_{i0} h_{pi}(t), \quad (1.38)$$

unde

$$h_{pi}(t) = \frac{2}{\pi} \left\{ \text{si}(\chi t) + \frac{1}{1-\chi} \left[\text{si}(t) - \text{si}(\chi t) + \frac{\cos t - \cos \chi t}{t} \right] \right\}.$$

În calitate de caracteristici tip se folosesc caracteristicile reale de frecvență trapezoidale sau triunghiulare (fig. 1.18).

Procese tranzitorii pentru caracteristicile reale tip se determină pentru factorul de amplificarea unitar ($P_{i0}=1$) după tabele speciale ale funcției h (tabela 1.3).

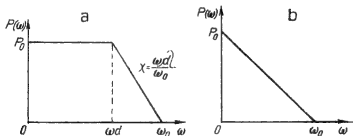


Fig. 1.18 Caracteristicile reale de frecvență tip trapezoidale (a) și triunghiulare (b).

Pentru caracteristicile trapezoidale se determină mai întâi așa-zisul coeficient unghiular

$$\chi = \frac{\omega_d}{\omega_0}. \quad (1.39)$$

Pentru obținerea procesului căutat ordonate răspunsului unitar se înmulțesc cu factorii de amplificarea corespunzători, (P_{i0}) iar timpul se mărește în proporție $1/\omega_0$, adică

$$\Delta t_i = \Delta t \frac{h}{\omega_0}. \quad (1.40)$$

Funcțiile h pentru caracteristicile reale

χ	0,0	0,0	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,35	0,40	0,45
t										
0,0	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
0,5	0,138	0,165	0,176	0,184	0,192	0,199	0,207	0,215	0,223	0,231
1,0	0,310	0,301	0,340	0,356	0,371	0,386	0,401	0,417	0,432	0,447
1,5	0,449	0,469	0,494	0,516	0,538	0,560	0,594	0,603	0,617	0,646
2,0	0,572	0,597	0,628	0,655	0,683	0,709	0,681	0,761	0,786	0,810
2,5	0,674	0,705	0,797	0,833	0,867	0,833	0,839	0,891	0,938	0,943
3,0	0,755	0,790	0,828	0,863	0,896	0,928	0,958	0,987	1,013	1,038
3,5	0,783	0,853	0,892	0,928	0,963	0,994	1,024	1,050	1,074	1,095
4,0	0,857	0,896	0,938	0,974	1,008	1,039	1,060	1,090	1,107	1,124
4,5	0,883	0,923	0,960	0,997	1,029	1,057	1,080	1,100	1,115	1,129
5,0	0,896	0,936	0,978	1,012	1,042	1,067	1,087	1,103	1,112	1,117
5,5	0,900	0,940	0,986	1,019	1,046	1,067	1,083	1,093	1,095	1,097
6,0	0,904	0,943	0,982	1,013	1,037	1,054	1,065	1,070	1,068	1,062
6,5	0,904	0,942	0,980	1,009	1,030	1,043	1,050	1,049	1,043	1,033
7,0	0,904	0,944	0,979	1,006	1,024	1,035	1,037	1,033	1,023	1,009
7,5	0,907	0,945	0,980	1,006	1,019	1,025	1,025	1,017	1,005	0,989
8,0	0,910	0,951	0,985	1,008	1,020	1,024	1,021	1,012	0,995	0,981
8,5	0,918	0,956	0,989	1,010	1,021	1,022	1,018	1,007	0,992	0,977
9,0	0,924	0,965	0,997	1,016	1,025	1,025	1,018	1,006	0,992	0,978
9,5	0,932	0,972	1,004	1,022	1,029	1,027	1,019	1,006	0,993	0,982
10,0	0,939	0,978	1,009	1,025	1,031	1,027	1,019	1,006	0,993	0,987
10,5	0,946	0,985	1,013	1,028	1,033	1,028	1,017	1,005	0,993	0,991
11,0	0,947	0,988	1,015	1,029	1,031	1,025	1,014	1,002	0,993	0,991
11,5	0,949	0,988	1,016	1,027	1,028	1,021	1,010	0,999	0,991	0,989
12,0	0,950	0,988	1,015	1,025	1,024	1,015	1,004	0,994	0,988	0,987
12,5	0,950	0,989	1,013	1,022	1,019	1,010	0,999	0,990	0,986	0,986
13,0	0,950	0,989	1,012	1,019	1,015	1,005	0,994	0,986	0,985	0,987
13,5	0,950	0,990	1,011	1,017	1,011	1,000	0,990	0,982	0,984	0,988
14,0	0,952	0,989	1,011	1,016	1,009	0,997	0,988	0,983	0,985	0,991
14,5	0,954	0,990	1,012	1,015	1,008	0,996	0,987	0,985	0,988	0,996
15,0	0,956	0,993	1,012	1,014	1,007	0,995	0,988	0,987	0,991	1,000
15,5	0,959	0,995	1,014	1,014	1,006	0,995	0,989	0,988	0,996	1,004
16,0	0,961	0,997	1,015	1,014	1,006	0,995	0,991	0,992	0,998	1,007
16,5	0,964	0,999	1,016	1,014	1,005	0,995	0,993	0,905	1,002	1,009
17,0	0,965	1,001	1,016	1,013	1,005	0,995	0,994	0,997	1,005	1,010
17,5	0,966	1,002	1,015	1,012	1,003	0,995	0,994	0,998	1,006	1,010
18,0	0,966	1,002	1,015	1,011	1,002	0,995	0,995	1,001	1,008	1,010
18,5	0,966	1,001	1,015	1,009	1,001	0,994	0,995	1,001	1,007	1,009
19,0	0,967	1,000	1,015	1,008	0,998	0,992	0,995	1,001	1,006	1,006
19,5	0,967	1,000	1,014	1,006	0,996	0,991	0,995	1,001	1,005	1,004
20,0	0,967	1,000	1,013	1,005	0,995	0,991	0,995	1,001	1,005	1,002
20,5	0,968	1,002	1,012	1,004	0,994	0,991	0,996	1,002	1,004	1,001
21,0	0,968	1,002	1,011	1,003	0,994	0,992	0,997	1,003	1,004	1,001
21,5	0,969	1,002	1,011	1,003	0,995	0,992	0,999	1,004	1,004	1,000
22,0	0,971	1,002	1,011	1,002	0,995	0,993	1,000	1,005	1,004	0,999
22,5	0,973	1,002	1,011	1,002	0,996	0,995	1,002	1,006	1,004	0,999
23,0	0,974	1,005	1,011	1,002	0,996	0,996	1,004	1,007	1,003	0,998
23,5	0,975	1,005	1,010	1,002	0,996	0,998	1,004	1,008	1,003	0,998
24,0	0,975	1,005	1,010	1,001	0,996	0,999	1,005	1,007	1,002	0,997
24,5	0,975	1,005	1,009	1,000	0,996	0,999	1,005	1,006	1,001	0,997
25,0	0,975	1,005	1,008	1,000	0,995	0,999	1,005	1,004	1,000	0,996
25,5	0,975	1,005	1,008	0,999	0,995	0,999	1,004	1,003	0,998	0,996
26,0	0,975	1,005	1,007	0,999	0,995	0,999	1,004	1,002	0,997	0,996

de frecvență în formă de trapez

0,50	0,55	0,60	0,65	0,70	0,75	0,80	0,85	0,90	0,95	1,00
0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
0,240	0,248	0,255	0,259	0,267	0,275	0,282	0,290	0,297	0,304	0,314
0,461	0,476	0,490	0,505	0,519	0,534	0,547	0,562	0,575	0,593	0,603
0,665	0,685	0,706	0,722	0,740	0,758	0,776	0,794	0,813	0,832	0,844
0,833	0,856	0,878	0,899	0,919	0,938	0,956	0,974	0,986	1,003	1,020
0,967	0,985	1,010	1,031	1,042	1,060	1,078	1,098	1,113	1,125	1,133
1,061	1,082	1,100	1,117	1,130	1,142	1,154	1,164	1,172	1,176	1,178
1,115	1,132	1,145	1,158	1,161	1,166	1,171	1,174	1,175	1,175	1,175
1,142	1,152	1,158	1,159	1,160	1,161	1,156	1,149	1,141	1,131	1,118
1,138	1,134	1,134	1,138	1,132	1,127	1,111	1,099	1,085	1,071	1,053
1,118	1,115	1,107	1,098	1,084	1,069	1,053	1,037	1,019	1,001	0,986
1,092	1,083	1,070	1,050	1,032	1,016	0,994	0,979	0,962	0,951	0,932
1,051	1,037	1,021	1,003	0,984	0,966	0,949	0,934	0,922	0,920	0,906
1,018	1,001	0,982	0,946	0,948	0,936	0,920	0,910	0,903	0,903	0,905
0,993	0,975	0,957	0,941	0,927	0,917	0,911	0,908	0,909	0,915	0,925
0,974	0,958	0,944	0,926	0,922	0,911	0,920	0,927	0,934	0,946	0,958
0,966	0,951	0,941	0,935	0,932	0,936	0,944	0,955	0,970	0,986	1,004
0,966	0,949	0,944	0,948	0,951	0,958	0,974	0,990	1,006	1,023	1,041
0,970	0,960	0,961	0,966	0,976	0,990	1,006	1,023	1,039	1,053	1,061
0,975	0,972	0,980	0,987	1,000	1,015	1,033	1,048	1,059	1,066	1,066
0,982	0,985	0,993	1,006	1,020	1,036	1,049	1,059	1,063	1,062	1,056
0,987	0,996	1,007	1,017	1,033	1,046	1,054	1,058	1,055	1,048	1,033
0,993	1,002	1,014	1,027	1,039	1,047	1,048	1,044	1,034	1,021	1,005
0,997	1,006	1,017	1,029	1,037	1,043	1,034	1,024	1,010	0,994	0,977
0,997	1,006	1,019	1,026	1,027	1,025	1,015	1,000	0,984	0,969	0,958
0,997	1,006	1,018	1,019	1,017	1,010	0,995	0,979	0,965	0,954	0,949
0,997	1,006	1,014	1,012	1,005	0,993	0,980	0,964	0,955	0,950	0,955
0,998	1,006	1,010	1,005	0,995	0,982	0,968	0,958	0,954	0,958	0,970
1,000	1,006	1,008	0,999	0,987	0,974	0,965	0,961	0,965	0,976	0,990
1,002	1,006	1,005	0,994	0,983	0,970	0,969	0,971	0,981	0,997	1,010
1,005	1,007	1,002	0,993	0,983	0,976	0,978	0,987	1,001	1,017	1,030
1,008	1,007	1,001	0,993	0,985	0,984	0,991	1,003	1,019	1,032	1,040
1,011	1,008	1,000	0,994	0,990	0,993	1,003	1,018	1,031	1,039	1,039
1,011	1,008	1,001	0,996	0,965	1,001	1,014	1,027	1,036	1,038	1,028
1,012	1,007	0,999	0,997	0,999	1,008	1,020	1,030	1,032	1,027	1,012
1,009	1,005	0,997	0,998	1,002	1,012	1,023	1,027	1,023	1,013	0,998
1,008	1,002	0,997	0,998	1,004	1,014	1,020	1,018	1,038	0,993	0,979
1,006	0,999	0,995	0,998	1,003	1,012	1,014	1,007	0,993	0,978	0,969
1,001	0,995	0,993	0,997	1,004	1,009	1,006	1,007	0,981	0,969	0,956
0,998	0,992	0,992	0,996	1,003	1,005	0,998	0,985	0,973	0,967	0,973
0,996	0,991	0,992	0,995	1,003	1,001	0,991	0,979	0,972	0,974	0,985
0,995	0,991	0,994	0,996	1,001	0,996	0,986	0,976	0,974	0,990	1,001
0,995	0,993	0,997	0,996	0,999	0,993	0,983	0,975	0,981	1,002	1,016
0,996	0,995	1,000	0,995	0,998	0,992	0,986	0,988	0,997	1,013	1,024
0,996	0,996	1,000	0,997	0,997	0,991	0,991	0,997	1,012	1,024	1,029
0,997	1,000	1,004	1,000	0,996	0,992	0,998	1,008	1,022	1,028	1,026
0,998	1,001	1,006	1,001	0,997	0,994	1,002	1,015	1,025	1,027	1,016
0,999	1,002	1,007	1,002	0,998	0,997	1,007	1,017	1,023	1,023	1,002
1,000	1,002	1,008	1,003	0,999	1,000	1,008	1,017	1,015	1,012	0,988
1,000	1,002	1,006	1,003	1,000	1,002	1,008	1,014	1,005	0,995	0,979
1,000	1,002	1,004	1,003	1,001	1,003	1,005	1,008	0,991	0,985	0,975
1,000	1,002	1,002	1,002	1,002	1,004	1,004	1,001	0,986	0,978	0,977
1,000	1,002	1,000	1,001	1,002	1,004	1,002	0,987	0,984	0,977	0,983

Dacă se înlocuiește caracteristica reală de frecvență cu cea aproximată, compusă din caracteristicile reale triunghiulare tip, procesul tranzitoriu din sistem se determină ca suma componentelor acestuia :

$$x(t) = \sum_{i=1}^n p_{i0} h_{\Delta p i}(t), \quad (1.41)$$

însa componentele separate ale procesului se determină cu alte relații.

$$h_{\Delta p i}(t) = \frac{2}{\pi} \left[\text{si}(t) - \frac{1 - \cos t}{t} \right].$$

Pentru caracteristicile triunghiulare nu se determină valoarea lui χ , iar coordonatele $h_{p i}(t)$ se iau direct din tabela 1.4, însă deoarece în tabelă sunt indicate pentru înălțime unitară și pentru frecvența de bază $\omega_0 = 1$, ca și pentru caracteristicile trapezoidale, acestea se recalculează conform relațiilor (1.40) și (1.41).

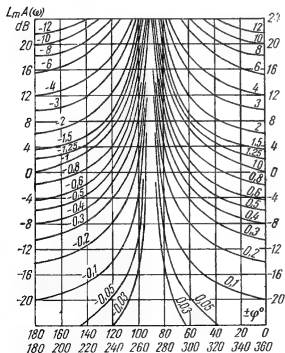


Fig. 1-19. Nomogramă pentru determinarea caracteristicii reale de frecvență $P(\omega) = A(\omega) \cos \varphi(\omega)$ după caracteristicile logaritmice de frecvență.

Caracteristicile de frecvență reale ale sistemului se pot determina după caracteristicile logaritmice de frecvență ale acestuia cu ajutorul nomogramei $P(\omega) = F[L_m(\omega), \varphi(\omega)]$, reprezentată în fig. 1.19.

Trebuie menționat că construirea aproximativă a procesului tranzitoriu după caracteristica reală de frecvență poate fi utilizată și la analiza sistemului prin metoda operațională, după funcțiile de transfer ale acestuia. În acest caz, caracteristica reală de frecvență se calculează direct din partea reală a funcției de transfer a sistemului de acționare electrică.

Funcțiile h pentru caracteristicile reale de frecvență de formă triunghiulară

t	h	t	h	t	h	t	h
0,00	0,00000	0,50	1,000	1,000	0,310	7,0	0,904
0,01	0,00318	0,51	0,161	1,1	0,339	7,2	0,904
0,02	0,00637	0,52	0,164	1,2	0,367	7,4	0,906
0,03	0,00955	0,53	0,167	1,3	0,395	7,6	0,907
0,04	0,0127	0,54	0,171	1,4	0,422	7,8	0,909
0,05	0,0159	0,55	0,174	1,5	0,449	8,0	0,911
0,06	0,0191	0,56	0,177	1,6	0,475	8,2	0,913
0,07	0,0223	0,57	0,180	1,7	0,500	8,4	0,916
0,08	0,0254	0,58	0,183	1,8	0,525	8,6	0,919
0,09	0,0286	0,59	0,186	1,9	0,548	8,8	0,922
0,10	0,0318	0,60	0,189	2,0	0,571	9,0	0,925
0,11	0,0350	0,61	0,192	2,1	0,593	9,2	0,928
0,12	0,0382	0,62	0,195	2,2	0,615	9,4	0,931
0,13	0,0415	0,63	0,198	2,3	0,635	9,6	0,934
0,14	0,0446	0,64	0,201	2,4	0,655	9,8	0,936
0,15	0,0477	0,65	0,204	2,5	0,674	10,0	0,939
0,16	0,0509	0,66	0,203	2,6	0,691	10,2	0,941
0,17	0,0541	0,67	0,211	2,7	0,709	10,4	0,943
0,18	0,0573	0,68	0,214	2,8	0,725	10,6	0,945
0,19	0,0604	0,69	0,217	2,9	0,740	10,8	0,946
0,20	0,0637	0,70	0,220	3,0	0,755	11,0	0,947
0,21	0,0668	0,71	0,223	3,1	0,768	11,5	0,949
0,22	0,0700	0,72	0,226	3,2	0,781	12,0	0,950
0,23	0,0731	0,73	0,229	3,3	0,793	12,5	0,950
0,24	0,0763	0,74	0,232	3,4	0,804	13,0	0,950
0,25	0,0794	0,75	0,235	3,5	0,815	13,5	0,950
0,26	0,0826	0,76	0,238	3,6	0,824	14,0	0,951
0,27	0,0856	0,77	0,241	3,7	0,833	14,5	0,954
0,28	0,0889	0,78	0,244	3,8	0,842	15,0	0,956
0,29	0,0921	0,79	0,247	3,9	0,849	15,5	0,959
0,30	0,0952	0,80	0,250	4,0	0,856	16,0	0,961
0,31	0,0984	0,81	0,253	4,1	0,862	16,5	0,963
0,32	0,101	0,82	0,256	4,2	0,868	17,0	0,965
0,33	0,105	0,83	0,259	4,3	0,873	17,5	0,966
0,34	0,108	0,84	0,262	4,4	0,878	18,0	0,966
0,35	0,111	0,85	0,265	4,5	0,882	18,5	0,966
0,36	0,114	0,86	0,268	4,6	0,885	19,0	0,966
0,37	0,117	0,87	0,271	4,7	0,888	19,5	0,967
0,38	0,121	0,88	0,274	4,8	0,891	20,0	0,967
0,39	0,124	0,89	0,277	4,9	0,894	21,0	0,968
0,40	0,127	0,90	0,280	5,0	0,895	22,0	0,971
0,41	0,130	0,91	0,283	5,2	0,899	23,0	0,973
0,42	0,133	0,92	0,286	5,4	0,901	24,0	0,975
0,43	0,136	0,93	0,289	5,6	0,902	25,0	0,975
0,44	0,139	0,94	0,292	5,8	0,903	30,0	0,980
0,45	0,142	0,95	0,295	6,0	0,903	40,0	0,984
0,46	0,146	0,96	0,298	6,2	0,903	50,0	0,987
0,47	0,149	0,97	0,301	6,4	0,903	100,0	0,994
0,48	0,152	0,98	0,304	6,6	0,903	120,0	0,995
0,49	0,155	0,99	0,307	6,8	0,903		

Caracteristicile dinamice ale acționării electrice automate dau posibilitatea de a analiza atât funcționarea acestora în întregime cât și influența proprietăților MEA asupra proceselor tranzitorii.

În particular, după curbele procesului tranzitoriu se apreciază, în primul rând, stabilitatea dinamică și stabilitatea sistemului, în general. Apoi, se stabilește forma optimă a procesului tranzitoriu pentru tipul de acționare și pentru utilajul tehnologic dat. În sfârșit, se apreciază gradul de utilizare a fiecărei mașini și a fiecărui element al sistemului automat dat. Ca rezultat al analizei proceselor dinamice din sistemul automatizat cu mașini electrice se scot în evidență și condițiile speciale impuse mașinilor electrice amplificatoare, pentru care sistemul are o funcționare optimă.

1.4. Condiții generale impuse mașinilor electrice amplificatoare din sistemele de automatizare cu mașini electrice

Prima condiție impusă MEA se referă la factorul ei de amplificare al puterii. Acest factor este egal cu raportul dintre puterea la ieșire și puterea la intrare :

$$K_p = \frac{P_e}{P_i} \quad (1.42)$$

Valoarea factorului de amplificare al puterii este evident, determinat pe de o parte de puterea circuitelor mașinilor principale ale acționării, la care se conectează MEA, și pe de altă parte, de puterea minimă a circuitelor sale de comandă.

Puterea minimă a înfășurărilor de comandă ale MEA, cînd funcționează ca simplu amplificator împreună cu un amplificator sumator auxiliar, este determinată de puterea maximă la ieșirea acestuia din urmă. Deoarece amplificatoarele auxiliare sînt de obicei electronice sau magnetice, puterea la ieșirea acestor amplificatoare și respectiv puterea înfășurărilor de comandă ale MEA este determinată de puterea maximă a tuburilor electronice, sau a celulelor redresoare cu semiconductoare.

Cînd MEA funcționează ca amplificator sumator, puterea înfășurărilor sale de comandă este determinată de caracteristicile reacțiilor.

De exemplu în fig. 1.20 este reprezentată schema generatorului cu reacție negativă și caracteristica rezistenței circuitului

de comandă în funcție de mărimea de referință și de intensitatea reacției.

Tensiunea la ieșirea generatorului este dată de expresia

$$U = E \left(1 - \frac{I}{I_{sc}} \right) = \frac{k_I}{\left(1 + \frac{\beta}{R_c} k_I \right)} \cdot \frac{\alpha U_c}{R_c} \left(1 - \frac{I}{I_{sc}} \right),$$

unde $\alpha = \frac{r_1}{R_1}$; $\beta = \frac{r_2}{R_2}$; $R_c = r_{lc} + R_1 \alpha (1 - \alpha) + R_2 \beta (1 - \beta)$.

În funcție de alegerea rezistenței R_1 a divizorului tensiunii de referință, R_2 a divizorului tensiunii de reacție r_{lc} și a rezistenței înfășurării de excitație, variază valoarea rezistenței R_c a circuitului de comandă. Dacă variază mărimile α și β se schimbă atât coeficientul de reacție $\gamma = \frac{\beta}{R_c}$ cât și semnalul de excitație $\frac{\alpha U_c}{R_c}$, ceea ce deranjează simțitor precizia de funcționare a sistemului. Dacă rezistențele sînt egale $R_1 = R_2 = r_{lc}$, rezistența R_c poate depăși rezistența r_{lc} cu 50%.

Variația rezistenței R_c scade o dată cu micșorarea rezistențelor R_1 și R_2 în comparație cu rezistența r_{lc} . Datorită faptului că nu se pot micșora mult rezistențele R_1 și R_2 , deoarece aceasta duce la o încărcare suplimentară a mașinii și a circuitului de excitație, trebuie mărită mult rezistența înfășurării de excitație, ceea ce în cazul tensiunilor date ale mașinii și ale circuitului de comandă duce la necesitatea micșorării considerabile a puterii înfășurării de comandă, adică de a avea o mașină cu un factor mare de amplificare al puterii.

Practic, în sistemele de automatizare cu mașini electrice în care MEA îndeplinește funcția de amplificator de putere sumator, de regulă, se adoptă aceiași factori de amplificare de putere ca și la sistemele cu amplificatoare sumatoare auxiliare.

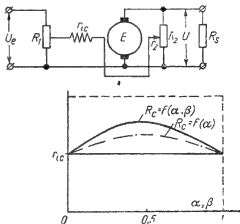


Fig 1-20 Caracteristicile reacției negative la variația intensității ei și a regimului de funcționare

În prezent, puterea de excitație a MEA se adoptă de obicei, în limitele 0,5—1,0 W. Prin urmare, factorul de amplificare poate varia micșorându-se o dată cu micșorarea puterii MEA. Orientativ se poate considera că pentru sistemele de automatizare cu mașini electrice, MEA trebuie să aibă un factor de amplificare de putere în limitele

$$K_P = (1-2)P_n 10^3, \quad (1.43)$$

unde P_n este puterea nominală a MEA, în kW.

A doua condiție impusă MEA se referă la constanta factorului său de amplificare de putere atunci când variază semnalul de comandă. Această condiție se asigură în special, datorită liniarității caracteristicilor statice ale MEA și, în primul rînd, liniarității caracteristicii de mers în gol a acesteia. Abaterea caracteristicilor mașinii electrice amplificatoare de la liniaritate este condiționată în special de saturația magnetică și de histereza circuitului magnetic.

Pentru mașinile electrice amplificatoare utilizate în sistemele moderne de automatizare cu mașini electrice, se permite neliniaritatea caracteristicilor de mers în gol, datorită saturației, numai în cazul creșterii tensiunii peste $0,75 U_n$.

Coeficientul de saturație a MEA se calculează cu formula :

$$k_p = \frac{F_b + F_{Fe}}{F_b}. \quad (1.44)$$

Valoarea coeficientului de saturație la tensiunea nominală trebuie să fie mai mică de 1,15—1,20.

Histereza circuitelor magnetice ale MEA se apreciază de obicei, prin t.e.m. remanentă. Pentru sistemele de automatizare cu mașini electrice, cu siguranță de funcționare ridicată, valoarea t.e.m. remanente datorită histerezei nu trebuie să depășească valoarea

$$E_0 < 0,03 U_n. \quad (1.45)$$

A treia condiție impusă MEA se referă la rapiditatea de prelucrare a semnalelor de comandă.

Rapiditatea MEA se apreciază de obicei după caracteristicile proceselor tranzitorii care au loc la conectarea înfășurării de comandă la o tensiune constantă.

Datorită prezenței diferitelor reacții interioare, proprii mașinilor electrice amplificatoare cu două sau mai multe etaje, procesele tranzitorii din MEA au un caracter complex (fig. 1.21).

Suprareglarea mărimii de ieșire nu se admite mai mare de 10% și de obicei se apreciază cu formula :

$$\delta = \frac{\Delta U_{max}}{U_n} \cdot 100. \quad (1.46)$$

Rapiditatea MEA se apreciază grosier prin viteza de creștere în timp a tensiunii de ieșire, luată pe porțiunea mijlocie liniarizată a procesului. Această mărime se determină de obicei după datele nominale ale MEA :

$$\frac{\Delta U}{\Delta t} = k \frac{U_n}{P_n}. \quad (1.47)$$

Rapiditatea MEA se apreciază mai precis cu ajutorul caracteristicilor de frecvență. Aproximînd caracteristicile MEA printr-o ecuație de gradul 2, funcția de transfer a acesteia se poate scrie sub forma :

$$W_{eM}(p) = \frac{k_e}{\frac{p^2}{\nu_0^2} + 2 \frac{h_e}{\nu_0} p + 1}. \quad (1.48)$$

După cum se vede, MEA mai pot fi caracterizate prin valorile frecvenței *) proprii de oscilație, ν_0 , și a factorului de atenuare h_0 .

Plecînd de la suprareglarea admisă a MEA în limitele de 10% față de valoarea staționară a tensiunii, factorul de atenuare nu trebuie să fie mai mic de 0,5, iar vîrfurile de rezonanță pe caracteristica relativă atenuare-frecvență nu trebuie să depășească 2,5 dB.

Frecvența oscilațiilor proprii este diferită pentru diferite MEA : ea scade la creșterea puterii și a gabaritului mașinilor electrice amplificatoare.

Acestea sînt, în general, condițiile principale impuse mașinilor electrice amplificatoare ce funcționează ca elemente ale sistemelor de automatizare cu mașini electrice. Compararea

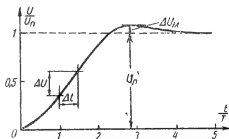


Fig. 1-21. Procesul tranzitoriu al mașinii electrice amplificatoare la conectarea înfășurării de comandă la o tensiune constantă

*) De fapt este pulsația proprie, dar s-a generalizat folosirea acestei terminologii. *N. Red*

acestor condiții arată că gradul de perfecționare sau calitatea construcției mașinii electrice amplificatoare date este determinată, în primul rând, de factorul ei de amplificare și de valoarea constantei de timp a etajului de ieșire.

În afară de aceasta, pentru aprecierea calității MEA ca mașină, se folosește adesea, factorul de calitate.

Se numește factor de calitate raportul dintre factorul de amplificare al MEA și constanta de timp a etajului de ieșire a acesteia :

$$D = \frac{K_p}{T_d} \quad (1.49)$$

Pentru mașinile electrice amplificatoare moderne, factorul de calitate atinge valoarea de 3 000 și mai mult.

Aprecierea diferitelor tipuri de mașini electrice amplificatoare cu ajutorul factorului de calitate dă posibilitatea de a aprecia care dintre ele este cea mai bună pentru a fi utilizată în sistemele de automatizare cu mașini electrice.

II. DOUA GRUPE DE MAȘINI ELECTRICE AMPLIFICATOARE PENTRU SISTEMLILE DE AUTOMATIZARE CU MAȘINI ELECTRICE

2.1. Principiul de funcționare și particularitățile constructive ale mașinilor electrice amplificatoare cu câmp transversal

Mașinile electrice amplificatoare cu câmp de excitație transversal (fig. 2.1) sînt amplificatoare în două etaje cu un rotor, excitația etajului secund fiind produsă de câmpul de reacție a rotorului primului etaj. Pentru crearea unui câmp puternic de reacție a rotorului periile primului etaj al MEA se leagă în scurtcircuit.

MEA cu câmp transversal funcționează în modul următor. Excitația aplicată înfășurării de comandă (IC) produce câmpul magnetic longitudinal, sub influența căruia apare t.e.m. în rotorul în mișcare al MEA, colectată la periile circuitului transversal $A_{q1} - A_{q2}$ (periile care se află pe linia neutră geometrică a rotorului față de câmpul magnetic al înfășurării de comandă). Deoarece periile circuitului transversal sînt legate în scurtcircuit, sub influența unei t.e.m. mici datorite înfășurării de comandă, prin înfășurarea rotorului va trece un curent important I_2 . Câmpul magnetic puternic creat de curentul din circuitul transversal determină

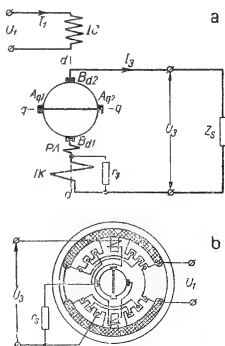


Fig. 2-1. Schema de principiu (a) și așezarea înfășurărilor (b) la MEA cu câmp transversal

apariția în rotorul în mișcare a unei t.e.m. longitudinale de valoare mare, care se colectează la periile $B_{d1}—B_{d2}$ așezate pe axa neutră geometrică în raport cu câmpul transversal.

Astfel, înfășurarea rotorului MEA cu câmp transversal servește, în primul rând, pentru inducerea în ea a unei t.e.m. datorită câmpului longitudinal, în al doilea rând pentru producerea câmpului transversal și în al treilea rând, pentru inducerea în aceasta a t.e.m. de ieșire.

Dacă se conectează MEA cu câmp transversal la o sarcină Z_s , prin înfășurarea rotorului și periile $B_{d1}—B_{d2}$ va trece curentul de sarcină I_s , care creează un câmp magnetic de reacție al rotorului, orientat în direcția axei longitudinale și care acționează în sens opus câmpului înfășurării de comandă IC. Pentru înlăturarea acestui efect demagnetizant, pe polii statorului MEA se amplasează o înfășurare de compensare distribuită IK.

Înfășurarea de compensare se conectează în serie cu sarcina și creează un flux magnetic ce compensează reacția longitudinală a rotorului. Deoarece nu se reușește să se asigure o compensare precisă a reacției rotorului cu ajutorul unei înfășurări nereglabile, la MEA cu câmp transversal înfășurarea de compensare se realizează de obicei, cu o rezervă de t.e.m. de 10—15%, iar reglarea precisă a compensării se face cu ajutorul reostatului de șuntare r_s .

Pe statorul MEA cu câmp transversal se așază două sau mai multe înfășurări de comandă, înfășurarea de compensare, înfășurările polilor auxiliari ai circuitului longitudinal al MEA și la unele construcții, înfășurările suplimentare ale circuitului transversal.

Înfășurarea circuitului transversal, dacă aceasta există, se confecționează de obicei sub formă de patru bobine așezate pe semipolii statorului. Fiecare bobină a acestei înfășurări creează un flux magnetic orientat sub unghi de 45° față de fluxul longitudinal, iar conectarea acestora se face astfel încît fluxul magnetic total al tuturor celor 4 bobine ale înfășurării transversale să acționeze în sensul câmpului reacției transversale a rotorului MEA. Fluxul magnetic transversal al rotorului MEA, datorită prezenței colectorului și a periilor este fix în spațiu și axa sa în spațiu este determinată de poziția pe colector a periilor circuitului transversal. Dacă se deplasează aceste perii față de axa neutră geometrică, fluxul magnetic al reacției transversale a rotorului se deplasează de asemenea și în MEA apare o reacție magnetică interioară între circuitul longitudinal și cel transversal.

Trebuie menționat că reacția dintre circuitul longitudinal și cel transversal al MEA există și în cazul așezării periilor pe axa neutră geometrică, datorită interacțiunii dintre fluxul longitudinal și fluxurile magnetice ale secțiilor aflate în comutație ale circuitului transversal.

Satorul MEA cu cîmp transversal constă din carcasa 1 (fig. 2.2), pachetul statoric 2, confecționat din tole cu polii principali divizați în care sînt executate creștăturile pentru înfășurări.

În afară de aceasta, în creștăturile statorice mari din axa longitudinală, există dinții polilor auxiliari. Înfășurarea polilor auxiliari 3 se confecționează, de obicei, ca o parte a înfășurării de compensare 4. Înfășurarea de compensare se confecționează sub formă de secții cu pas diferit, iar la MEA de putere mică se introduce în creștături prin strecurare. Înfășurările de comandă 5 (confecționate de obicei sub formă de bobine) se așază în creștăturile mari ale pachetului statorului fie sub înfășurarea de compensație, fie deasupra acesteia.

La mașinile electrice amplificatoare cu înfășurare auxiliară de excitație în circuitul transversal, înfășurarea se confecționează sub formă de patru bobine identice care se așază pe semipolii circuitului magnetic, în creștăturile mari ale pachetului statoric. Staatoarele masive nu sînt utilizate datorită deformării puternice a caracteristicilor MEA din cauza histerezei circuitului magnetic.

Rotorul MEA cu cîmp transversal (fig. 2.3) nu se deosebește de rotorul unei mașini obișnuite de curent continuu, însă se conecționează cu o echilibrare mai precisă, deoarece MEA sînt foarte sensibile la cea mai mică deranjare a contactului periilor. Rotorul constă din axul 1, ventilatorul 2, pachetul de tole 3, înfășurarea 4, bandajele 5 și colectorul 6.

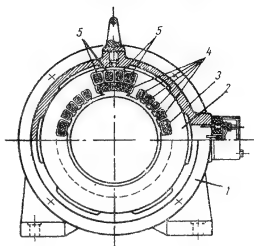


Fig. 2-2. Construcția satorului MEA cu cîmp transversal.

În cazul puterilor pînă la 20 kW, mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal au de obicei doi poli, iar la puteri de 40 kW și mai mult (pînă la 100 kW inclusiv) patru poli.

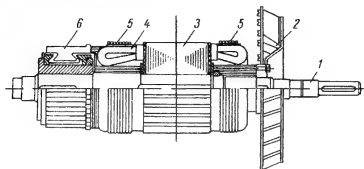


Fig. 2-3. Construcția rotorului MEA cu cîmp transversal

Vitezele de rotație standardizate pentru MEA de putere mică și mare sînt 1 500 și 3 000 rot/min.

MEA cu cîmp transversal de putere mică (pînă la 1,5 kW inclusiv) se execută adesea pentru viteze mari — de la 3 000 la 7 000 rot/min.

2.2. Caracteristicile principale care determină proprietățile funcționale ale mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp transversal

Pentru evidențierea proprietăților generale se va examina MEA cu înfășurare auxiliară în circuitul transversal și cu o oarecare deplasare a periiilor față de axa neutră în sensul de rotație al rotorului. Diagramele vectoriale ale fluxurilor magnetice sînt reprezentate în fig. 2.4.

În axa longitudinală a MEA fluxul magnetic se determină ca suma algebrică a fluxului înfășurării de comandă Φ_{1c} , cu fluxul demagnetizant al reacției secțiilor în comutație din circuitul transversal Φ_{2p} , cu componenta longitudinală a fluxului reacției transversale a rotorului Φ_{d2a} , și cu fluxul datorit compensării inexacte a reacției longitudinale a rotorului, $(\Phi_{ik} - \Phi_{d3a})$ adică,

$$\Phi_d = \Phi_{1c} - (\Phi_{2p} + \Phi_{d2a}) - (\Phi_{d3a} - \Phi_{ik}). \quad (2.1)$$

În axa transversală a MEA fluxul magnetic reprezintă de asemenea suma fluxului de reacție transversală a rotorului Φ_{2a} cu fluxul total al înfășurărilor circuitului transversal al MEA, Φ_{2t} :

$$\Phi_q = \Phi_{2a} + \Phi_{2t}. \quad (2.2)$$

Dacă MEA funcționează în gol, fluxul reacției longitudinale a rotorului și cel al înfășurării de compensare sînt nule și pe axa longitudinală acționează numai fluxurile înfășurărilor de co-

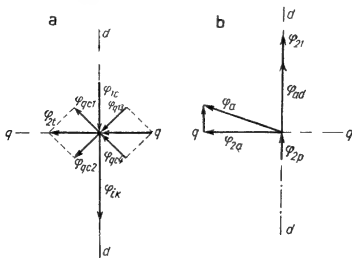


Fig. 2-4. Diagramele acțiunii fluxurilor magnetice ale înfășurărilor statorice (a) și rotorice (b) la MEA cu câmp transversal.

mandă și suma fluxurilor de reacție ale secțiilor în comutație din circuitul transversal și componenta longitudinală a fluxului de reacție transversală a rotorului datorită așezării inexacte a periiilor transversale în axa neutră geometrică:

$$\Phi_{d0} = \Phi_{1c} - (\Phi_{2p} + \Phi_{d2a}). \quad (2.3)$$

Tensiunea magnetomotoare a fluxului de reacție a secțiilor în comutație din circuitul transversal, F_{2p} , depinde de valoarea curentului mediu din secțiile aflate în comutație. Curentul, la rîndul său, este determinat de valorile medii ale t.e.m. e_{2a} care apare în

secțiile în comutație scurtcircuitate datorită cîmpului transversal exterior al indusului și a t.e.m. reactive e_r a secțiilor în comutație.

$$e_{2a} = 2w_c B_{2a} l \frac{\pi D n}{60} \cdot 10^{-6}; \quad (2.4)$$

$$e_r = 2w_c \xi A_2 l \frac{\pi D n}{60} \cdot 10^{-6}. \quad (2.5)$$

Dacă circuitul magnetic al mașinii electrice amplificatoare este nesaturat, B_{2a} și A_2 sînt proporționale cu curentul circuitului transversal și tensiunea magnetomotoare F_{2p} poate fi determinată aproximativ cu formula

$$F_{2p} = k_{2p} n I_2. \quad (2.6)$$

Tensiunea magnetomotoare a componentei fluxului reacției transversale a rotorului este de asemenea proporțională cu viteza de rotație a rotorului și cu curentul circuitului transversal al MEA, adică

$$F_{d2a} = k_{2a} n I_2. \quad (2.7)$$

Plecînd de la aceste considerente, tensiunea magnetomotoare a fluxului magnetic total al MEA pe axa longitudinală, cînd aceasta funcționează în gol, poate fi reprezentată prin următoarea ecuație :

$$\boxed{F_1 = F_{1c} - F_{21} = F_{1c} - k_{21}' n I_2}. \quad (2.8)$$

Tensiunea electromotoare din circuitul transversal al MEA, care apare sub acțiunea tensiunii magnetomotoare F_1 , poate fi determinată din expresia

$$\boxed{E_2 = c_{e1}' n (F_{1c} - F_{21}) = c_{e1}' n (F_{1c} - k_{21}' n I_2)}. \quad (2.9)$$

Sub acțiunea acestei t.e.m., în circuitul transversal apare un curent care dă naștere fluxului transversal principal al MEA.

Avînd în vedere acțiunea tensiunii magnetomotoare F_{21} , *curentul circuitului transversal al MEA* se determină din următoarea relație :

$$I_2 = \frac{\frac{c_{e1}'}{r_2} n F_{1c}}{1 + \frac{c_{e1}'}{r_2} k_{21}'' n^2}. \quad (2.10)$$

În mod analog la bornele de ieșire ale MEA se obține t.e.m. sub forma :

$$E_3 = c'_{e2} n I_2 = \frac{\frac{c'_{e1} c'_{e2}}{r_1} n^2 F_{1c}}{1 + \frac{c'_{e1}}{r_2} k''_{21} n^2}. \quad (2.11)$$

Aceste expresii arată că curentul circuitului transversal și t.e.m. la ieșirea MEA depind nelinier de viteza de rotație a rotorului.

După cum se vede din fig. 2.5, pentru MEA există o valoare optimă a vitezei de rotație la care curentul circuitului transversal, când semnalul de comandă este constant, are un maximum (punctul A), care corespunde utilizării optime a mașinii.

Viteza optimă de rotație a MEA se determină cu relația

$$n_{opt} = \frac{1}{\sqrt{\frac{c'_{e1}}{r_2} k''_{21}}}. \quad (2.12)$$

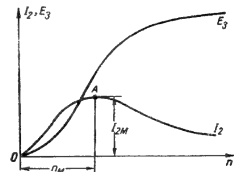


Fig. 2-5. Caracteristica curentului circuitului transversal și a t.e.m. de ieșire a MEA la variația vitezei de rotație a indusului.

La calculul și construcția MEA cu cîmp transversal se tinde de obicei ca viteza sa de rotație nominală să se apropie de cea optimă, adică

$$n_n = (1 \div 1,2) n_{opt}. \quad (2.13)$$

În acest caz, micile variații ale vitezei MEA în sarcină influențează cel mai puțin abaterile factorului său de amplificare.

Dacă se conectează MEA la sarcină exterioară R_s , tensiunea la ieșire va fi determinată de valoarea t.e.m. creată de fluxul longitudinal la mers în gol și de fluxul datorit compensării incomplete a reacției longitudinale a rotorului, cît și de căderea interioară de tensiune în rotor și în înfășurarea de compensare :

$$U_3 = E_{30} - \frac{k''_{31}}{r_2} c'_{2e} n^2 (1 - \epsilon) I_3 - (r_a + r_{ik}) I_3. \quad (2.14)$$

Curentul de sarcină poate fi exprimat prin t.e.m. a MEA și prin rezistența circuitului :

$$I_3 = \frac{E_{3s}}{R_3} = \frac{E_{3s}}{r_a + r_{ik} + R_s}, \quad (2.15)$$

de unde t.e.m. a MEA în sarcină și cu compensare incompletă a reacției longitudinale a rotorului ($\epsilon \neq 1$) poate fi scrisă sub forma următoare :

$$E_{3s} = \frac{E_{30} R_3}{R_3 + \frac{k_{31}''}{r_2} c_{2e}' n^2 (1 - \epsilon)}. \quad (2.16)$$

În mod corespunzător *tensiunea la ieșirea MEA sub sarcină* se determină cu relația

$$U_3 = \frac{E_{30} R_s}{R_3 + \frac{k_{31}''}{r_2} c_{2e}' n^2 (1 - \epsilon)}. \quad (2.17)$$

Neglijînd influența fluxului de reacție a circuitului transversal asupra celui longitudinal relația pentru determinarea tensiunii MEA sub sarcină, poate fi scrisă cu aproximație sub forma :

$$U_3 \approx \frac{\frac{c_{e1}' c_{e2}'}{r_2} n^2 F_{1c} R_s}{R_3 + \frac{k_{31}''}{r_2} c_{2e}' n^2 (1 - \epsilon)}. \quad (2.18)$$

Dacă rezistența de sarcină este constantă iar semnalul de comandă rămîne constant ($F_{1c} = \text{const}$), curentul circuitului transversal și tensiunea la ieșirea MEA depind nelinier de viteza de rotație (fig. 2.6). Prin caracterul lor aceste curbe sînt analoge cu curbele t.e.m. și a curentului circuitului transversal al MEA la considerarea reacției secțiilor în comutație din circuitul transversal.

Dacă viteza de rotație este constantă, semnalul de comandă nu variază, iar compensarea este incompletă, curentul circuitului transversal variază după o lege hiperbolică în funcție de rezistența sarcinii (fig. 2.7).

În cazul unei *supracompensări* ($\epsilon > 1$) curentul circuitului transversal scade în sarcină treptat apropiindu-se de valoarea constantă I_{20} de la mersul în gol.

În cazul compensării incomplete ($\epsilon < 1$) curentul transversal are, dimpotrivă, valoarea minimă în regimul de scurtcircuit și pe măsură creșterii rezistenței de sarcină crește treptat tinzând de asemenea către o valoare constantă, $I_{2\max}$.

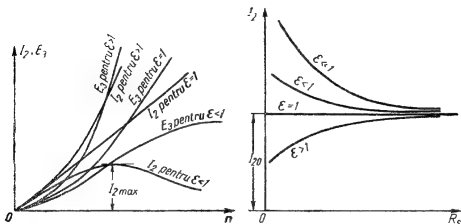


Fig. 2-6. Caracteristicile curentului circuitului transversal și ale t.e.m. de ieșire a MEA pentru diferite grade de compensare în funcție de viteza de rotație a indusului.

Fig. 2-7. Caracteristicile curentului circuitului transversal al MEA pentru diferite grade de compensare în funcție de rezistența de sarcină.

Variația tensiunii MEA în sarcină pentru diferite valori ale gradului de compensare poate fi reprezentată prin caracteristicile externe (fig. 2.8).

În cazul compensării critice ($\epsilon = 1$) căderea de tensiune în MEA este determinată de rezistența totală a rotorului și a înfășurării de compensare. Această cădere de tensiune, de regulă, este cu mult mai mare decât într-un generator obișnuit de curent continuu de aceeași putere.

Căderea de tensiune mărită în MEA determină un randament scăzut față de mașinile de curent continuu

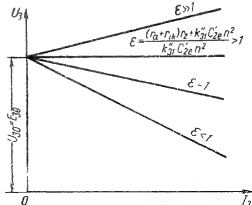


Fig. 2-8. Caracteristicile externe ale MEA pentru diferite grade de compensare în funcție de curentul de sarcină

obișnuite. Randamentul scăzut al MEA este determinat și de pierderile mari din înfășurarea rotorului, datorită trecerii prin aceasta a doi curenți - - din circuitul transversal și cel longitudinal.

$$I_{ae} = \sqrt{\frac{1}{2}(I_2 + I_3)^2 + \frac{1}{2}(I_2 - I_3)^2} = \sqrt{I_2^2 + I_3^2}. \quad (2.19)$$

Existența simultană a doi curenți mărește pînza de curent în rotor și are influență și asupra compensării, fapt care trebuie avut în vedere la calculul și proiectarea MEA.

Procese tranzitorii în MEA cu cîmp transversal, ca și la mașinile cu excitația în cascadă, sînt determinate de cea mai mare dintre constantele de timp. În MEA cu cîmp transversal, constanta de timp determinantă este cea a circuitului transversal.

Ca rezultat al interacțiunii dintre circuitul transversal și cel longitudinal ale MEA, are loc, pe de o parte, o oarecare micșorare a factorului de amplificare al primului etaj, iar pe de altă parte, o anumită accelerare a proceselor tranzitorii din circuitul transversal.

Influența circuitului transversal asupra celui longitudinal poate fi apreciată aproximativ printr-o creștere echivalentă a rezistenței circuitului transversal al MEA, adică

$$r_{2e} = r_2 \left(1 + \frac{c'_{e1}}{r_2} k_{21}'' n^2 \right). \quad (2.20)$$

Avînd în vedere rezistența echivalentă, constanta de timp a circuitului transversal al MEA poate fi determinată din relația

$$T_2 = \frac{L_2}{r_2 \left(1 + \frac{c'_{e1}}{r_2} k_{21}'' n^2 \right)}. \quad (2.21)$$

După cum se vede din această expresie, datorită interacțiunii dintre circuitul transversal și cel longitudinal, constanta de timp echivalentă a circuitului transversal are o valoare mai mică decît constanta de timp corespunzătoare a etajului format din două mașini cu excitație independentă. *De aceea, MEA cu cîmp transversal, de regulă, se evidențiază printr-o rapiditate mărită.*

Din expresia dată mai sus pentru constanta de timp a circuitului transversal se vede de asemenea că în general, dacă crește viteza de rotație nominală, crește și rapiditatea MEA.

2.3. Principiul de funcționare și particularitățile constructive ale mașinilor electrice amplificatoare cu câmp longitudinal

La mașinile electrice amplificatoare cu câmp longitudinal pentru obținerea unor factori de amplificare mari se folosește efectul autoexcitării comandabile a mașinilor de curent continuu.

Autoexcitarea generatorului de curent continuu apare dacă înfășurarea sa de excitație w_2 este astfel conectată la indus, încât tensiunea sa magnetomotoare, care apare inițial datorită t.e.m. remanente, mărește t.e.m. E_d a generatorului (fig. 2.9). Creșterea t.e.m. care începe la autoexcitarea generatorului duce la creșterea în continuare a tensiunii magnetomotoare a înfășurării sale de autoexcitație. Acest proces continuă pînă cînd căderea de tensiune din circuitul înfășurării de autoexcitație devine egală cu t.e.m. a generatorului.

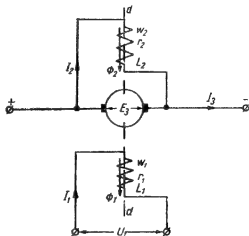


Fig. 2-9. Schema MEA cu câmp longitudinal cu un etaj.

Dacă rezistența înfășurării de autoexcitație este mai mare decît valoarea critică, astfel încît creșterea căderii de tensiune din circuitul acestei înfășurări să depășească creșterea t.e.m. a generatorului, autoexcitarea generatorului nu va avea loc, însă cînd se aplică semnalul la înfășurarea de excitație independentă w_1 , înfășurarea de autoexcitație va mări t.e.m. la ieșirea generatorului (fig. 2.10).

MEA cu un etaj, cu câmp longitudinal, este un generator de curent continuu cu autoexcitație comandabilă.

Factorul de amplificare al puterii la MEA cu un etaj poate ajunge numai pînă la valoarea de cîteva sute, fapt care face ca acestea să fie practic utilizate numai ca mașini electrice reguleatoare.

În calitate de amplificatoare de putere pentru sistemele de automatizare cu mașini electrice se utilizează în special MEA cu cîmp longitudinal în două etaje (fig. 2.11).

Mașina electrică amplificatoare cu cîmp longitudinal este o mașină de curent continuu, tetrapolară, cu poli aparenti. Indusul unei astfel de MEA are înfășurarea buclată fără legături de egalizare, cu pașul corespunzător sistemului de excitație tetrapolar.

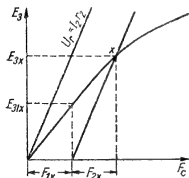


Fig. 2-10. Caracteristicile MEA cu cîmp longitudinal cu un etaj

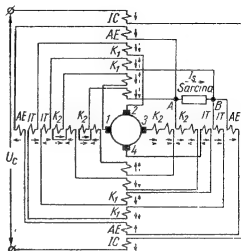


Fig. 2-11. Schema de principiu a MEA cu cîmp longitudinal cu două etaje.

Pentru excitarea MEA, pe poli se așază trei tipuri de înfășurări de excitație (fig. 2.12): ω_c — înfășurarea de comandă a primului etaj, ω_1 — înfășurarea de comandă a celui de-al doilea etaj și ω_2 — înfășurarea de autoexcitație a celui de-al doilea etaj. Aceasta din urmă poate fi realizată fie pentru conectarea în derivație, fie pentru conectarea în serie.

Înfășurarea ω_c , așezată pe doi poli diametral opuși, creează un cîmp magnetic bipolar în amplificator. Sub acțiunea acestui cîmp, în înfășurarea buclată a indusului tetrapolar apare un curent de egalizare în circuitul căruia între perile de aceeași polaritate 1—3, este conectată înfășurarea tetrapolară ω_1 . Sub acțiunea curentului de egalizare I_{13} , care trece prin înfășurarea ω_1 , ia naștere cîmpul magnetic tetrapolar de comandă al celui de-al doilea etaj, care induce o t.e.m. la ieșirea MEA.

În circuitul de ieșire al MEA este conectată înfășurarea de autoexcitație comandabilă ω_2 , care creează cea mai mare parte a tensiunii magnetomotoare de excitație a celui de-al doilea

etaj al MEA. Circuitul acestei înfășurări este acordat pentru regimul de excitație supracritic și asigură un factor de amplificare mare al etajului de ieșire a amplificatorului în două etaje.

Deoarece înfășurarea de comandă a celui de-al doilea etaj al MEA este parcursă de curentul de comandă I_{13} și de curentul de sarcină I_2 , pentru excluderea influenței acestuia din urmă asupra tensiunii magnetomotoare a înfășurării w_1 , bobinele acestea se împart în două părți egale și se conectează bifilar în raport cu curentul I_2 .

În afară de înfășurările principale de excitație examinate mai sus, pe polii MEA (fig. 2.13) există încă două sisteme de înfășurări de compensare: una w_{k13} se așază pe polii 2—4 și servește pentru compensarea reacției indusului datorită curentului I_{13} pe axa polilor 2—4, iar cea de-a doua — w_{k24} se așază pe polii 1—3 și servește pentru compensarea reacției indusului datorită curentului de egalizare parazită I_{24} care apare în circuitul perilor 2—4. Pentru excluderea influenței curentului de sarcină, înfășurările de compensare w_{k13} și w_{k24} , se execută bilifar în raport cu curentul I_2 . Înfășurările de compensare din MEA cu câmp longitudinal se execută fie concentrate, fie distribuite.

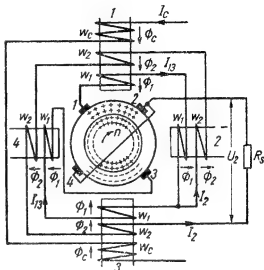


Fig. 2-12. Schema MEA cu câmp longitudinal cu două etaje.

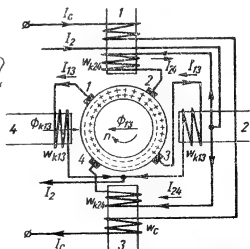


Fig. 2-13. Schema de conectare a înfășurărilor de compensare ale MEA cu câmp longitudinal cu două etaje.

Cele mai bune rezultate, după datele Institutului Energetic din Moscova, s-au obținut combinând execuția înfășurărilor de compensare, de aceea înfășurările ω_{k13} se fac distribuite, iar înfășurările ω_{k24} — concentrate.

Datorită faptului că înfășurarea rotorului MEA este parcursă de trei curenți: I_{13} , I_{24} și I_2 , polii auxiliari au o combinație de înfășurări. Înfășurările polilor auxiliari trebuie să creeze un flux care să compenseze reacția indusului în zona de comutație a celor trei curenți ai rotorului I_{13} , I_{24} și I_2 . După cum se vede din fig. 2.14, în raport cu circuitul de ieșire și cu curentul de sarcină I_2 , polii auxiliari au două sisteme de înfășurări asimetrice bifilare, conectate la periile 1—3 și 2—4.

Constructiv, MEA cu câmp longitudinal se realizează ca mașină de curent continuu tetrapolară, cu înfășurarea indusului buclată simplă, fără legături de egalizare. Spre deosebire de mașinile de curent continuu normale, statorul MEA are înfășurările

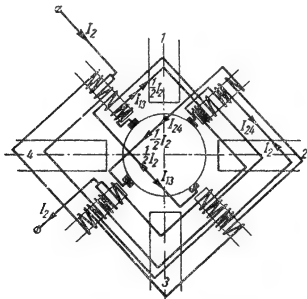


Fig. 2-14. Schema de conectare a înfășurărilor polilor auxiliari ale MEA cu câmp longitudinal.

polilor principali și ale polilor auxiliari mult mai complexe. Datorită suprapunerii într-un circuit magnetic comun a sistemelor bipolare și tetrapolare, MEA cu câmp longitudinal este foarte sensibilă la asimetria întrefierului și necesită o precizie mare la

confecționare și asamblare. Asimetria întrefierului se manifestă într-o mare măsură la MEA de putere mică cu întrefieruri relativ mici, unde influența acesteia elimină adesea posibilitatea de funcționare stabilă a mașinii. De aceea, în gama de puteri mici MEA cu câmp longitudinal de obicei nu se fabrică. În prezent, se consideră ca principală gama de puteri de la 50—200 kW.

Factorul de amplificare al puterii la MEA în două etaje atinge 40 000. În cazul când este necesar un factor de amplificare de putere mai mare (până la 100 000) MEA se confecționează după schema de amplificare în trei etaje.

După cum se vede din fig. 2.15, MEA în trei etaje se deosebește de cea în două etaje prin prevederea unei punți de legătură între periile 1—3 și prin legarea înfășurării de comandă ω_1 a sistemului de excitație tetrapolar la periile 2—4, cât și prin absența înfășurării de compensare ω_{k13} pentru compensarea reacției transversale a indusului datorită curentului I_{13} .

La MEA în trei etaje, înfășurarea de comandă ω_{oc} creează un câmp magnetic bipolar pe axa polilor 1—3, sub influența căruia în înfășurarea indusului apare t.e.m. a primului etaj de amplificare și curentul de egalizare dintre periile 1—3. Curentul de egalizare I_{13} creează un flux magnetic transversal bipolar amplificat, orientat după axa polilor 2—4. Sub acțiunea fluxului de reacție a indusului datorit curentului I_{13} , între periile 2—4 apare t.e.m. a celui de-al doilea etaj de amplificare, care excită înfășurarea de comandă tetrapolară ω_1 a celui de-al treilea etaj de amplificare. Sub acțiunea fluxului înfășurării ω_1 , la ieșirea MEA ia naștere o t.e.m. care crește suplimentar sub acțiunea fluxului înfășurării de autoexcitație ω_{ae} . Circuitul înfășurării de autoexcitație ω_{ae} la MEA în trei etaje, ca și la cea în două etaje, trebuie să aibă rezistența mai mare decât valoarea critică.

Limita de acordare a circuitului înfășurării de autoexcitație este condiționată de obicei de autoexcitarea MEA datorită câmpului remanent de histereză al oțelului circuitului magnetic. În

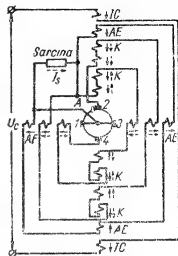


Fig. 2-15. Schema de principiu a MEA cu câmp longitudinal cu trei etaje.

practică nu se utilizează mai mult de trei trepte de amplificare la MEA cu câmp longitudinal, cu toate că teoretic această posibilitate există.

2.4. Caracteristicile principale care determină proprietățile de funcționare ale mașinilor electrice amplificatoare cu câmp longitudinal

Pentru clarificarea proprietăților generale ale MEA cu câmp longitudinal să examinăm mai întâi caracteristicile de funcționare ale amplificatorului cu un etaj a cărui schemă a fost reprezentată în fig. 2.9.

Fluxul magnetic de excitație al MEA cu un etaj este compus din fluxul excitației independente Φ_1 , și fluxul autoexcitației comandabile Φ_2 , adică

$$\Phi_d = \Phi_1 + \Phi_2. \quad (2.22)$$

Dacă MEA are o înfășurare de autoexcitație în derivație și dacă funcționează în gol, t.e.m. la ieșire poate fi determinată din următoarele ecuații :

$$e_3 = c' n (\omega_2 I_2 + \omega_1 I_1); \quad (2.23)$$

$$e_3 = i_2 r_2 + L_2 p i_2. \quad (2.24)$$

Presupunând că curentul în înfășurarea de excitație independentă a MEA se stabilește instantaneu, aceste ecuații pot fi aduse la următoarea formă :

$$e_3 = \frac{\frac{k'_e n U_1}{1 - k_w k'_e n}}{\left[1 + p \left(\frac{T_2}{1 - k_w k'_e n} \right) \right]}, \quad (2.25)$$

unde

$$k_w = \frac{r_1 \omega_2}{\omega_1 r_2}; \quad k'_e n = \frac{c' n \omega_1}{r_1}; \quad T_2 = \frac{L_2}{r_2}.$$

Evident că în regim permanent t.e.m. a MEA cu un etaj este determinată de ecuația

$$E_3 = \frac{k'_e n}{1 - k_w k'_e n} U_1 = k_{eo} U_1; \quad (2.26)$$

în care factorul de amplificare k_{eo} al tensiunii MEA este dat de relația

$$k_{eo} = \frac{k'_e n}{1 - k_w k'_e n}. \quad (2.27)$$

În mod corespunzător factorul de amplificare al puterii MEA cu un etaj este dat de relația

$$K_P = \frac{E_3 I_3}{I_1^2 r_1} = k_{eo}^2 \frac{r_1}{R_3}. \quad (2.28)$$

După cum se vede din expresiile obținute și din fig. 2.16, la MEA cu cîmp longitudinal factorul de amplificare variază pronunțat cu viteza, în special cînd circuitul de autoexcitație este reglat într-un regim apropiat de cel critic (regimul de coincidență a caracteristicii de mers în gol cu caracteristica circuitului de autoexcitație). De aceea, pentru funcționarea stabilă a MEA este necesar un motor primar cu o caracteristică mecanică rigidă.

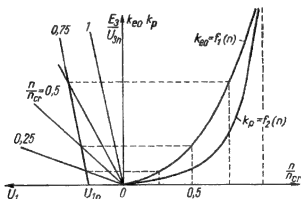


Fig. 2-16. Dependenta factorului de amplificare al MEA cu cîmp longitudinal de viteza de rotație.

Procese tranzitorii la MEA cu un etaj sînt determinate de constanta de timp a circuitului de autoexcitație. După cum s-a arătat mai sus, valoarea echivalentă a constantei de timp a acestui circuit se determină din următoarea relație:

$$T_2' = \frac{T_2}{1 - k_w k'_e n} = \frac{L_2}{r_2 - c' w_1 n}. \quad (2.29)$$

Constanta de timp a MEA cu cîmp longitudinal are întotdeauna o valoare mai mare decît constanta de timp a indusului unui generator de curent continuu normal de putere echivalentă.

Constanta de timp a MEA este cu atât mai mare cu cât este mai mare valoarea factorului său de amplificare al puterii K_p . La variația vitezei de rotație a indusului, constanta de timp a MEA crește pronunțat tinzînd către o valoare infinită cînd viteza se apropie de valoarea critică.

Este ușor de văzut că creșterea factorului de amplificare la MEA cu un etaj, chiar în cazul unui circuit magnetic ideal cu remanență magnetică foarte mică, este limitată de scăderea accentuată a vitezei de răspuns. De aceea, pentru asigurarea unor factori de amplificare mai mari, la o viteză de răspuns mare, se utilizează MEA cu două și cu trei etaje.

Pentru clarificarea proprietăților amplificatoarelor cu mai multe etaje, vom examina caracteristicile de funcționare ale MEA cu două etaje.

Pentru primul și al doilea etaj al MEA cu două etaje (vezi fig. 2.12), în regim permanent se pot scrie următoarele ecuații :

$$\left. \begin{aligned} E_{13} &= c'_1 n \left[w_c I_c - \frac{2}{3} w_a (1 - \epsilon_{24}) \frac{E_{24}}{r_{24}} \right]; \\ E_{24} &= c'_1 n \frac{2}{3} w_a (1 - \epsilon_{13}) \frac{E_{13}}{r_{13}}; \end{aligned} \right\} \quad (2.30)$$

$$E_3 = c'_2 n \left(w_1 \frac{E_{13}}{r_{13}} + w_2 \frac{E_3}{r_3} \right). \quad (2.31)$$

Rezolvarea acestor ecuații dă expresia t.e.m. a MEA cu două etaje în regim permanent :

$$E_3 = \frac{\frac{c'_1 w_c}{r_c} n \frac{c'_2 w_1}{r_{13}} n U_c}{\left(1 - \frac{c'_2 w_2}{r_3} \right) \left[1 + \frac{2}{3} w_a \frac{c'_1 n}{r_{13}} (1 - \epsilon_{13}) \frac{2}{3} w_a \frac{c'_1 n}{r_{24}} (1 - \epsilon_{24}) \right]}. \quad (2.32)$$

De aici se obține factorul de amplificare al tensiunii al MEA cu două etaje :

$$k_{2eo} = \frac{k'_1 n k'_2 n}{(1 - k_{w2} k'_2 n)} [1 + k_{w13} k_{w24} (k'_1 n)^2 (1 - \epsilon_{13}) (1 - \epsilon_{24})], \quad (2.33)$$

unde

$$k_{w13} = \frac{2}{3} \cdot \frac{w_a}{w_c} \cdot \frac{r_c}{r_{13}}; \quad k_{w2} = \frac{w_2}{w_1} \cdot \frac{r_{13}}{r_3};$$

$$k_{w24} = \frac{2}{3} \cdot \frac{w_a}{w_c} \cdot \frac{r_c}{r_{24}}; \quad k'_1 n = \frac{c'_1 w_c}{r_c} n; \quad k'_2 n = \frac{c'_2 w_1}{r_{13}} n.$$

În mod corespunzător factorul de amplificare al puterii este dat de relația

$$K_{2P} = \frac{E_3 I_3^2}{I_c^2 r_c} = k_{2eo}^2 \frac{r_c}{R_3}. \quad (2.34)$$

În mod analog pot fi obținute expresiile pentru factorii de amplificare ai MEA cu câmp longitudinal cu trei etaje.

Factorul de amplificare al tensiunii la MEA cu trei etaje se obține sub forma

$$k_{3eo} = \frac{k_{w1} (k'_1 n)^2 k'_2 n}{(1 - k_{w2} k'_2 n)} [1 - k_{w13} k_{w24} (k'_2 n)^2 (1 - \epsilon_{24})]; \quad (2.35)$$

unde

$$k_{w1} = \frac{2}{3} \cdot \frac{w_a}{w_c} \cdot \frac{r_c}{r_{13}}.$$

Factorul de amplificare al puterii la MEA cu trei etaje se determină cu o formulă analogă cu (2.34)

$$K_{3P} = k_{3eo}^2 \frac{r_c}{R_3}. \quad (2.36)$$

Amplificarea suplimentară datorită etajelor anterioare permite la MEA cu câmp longitudinal cu mai multe trepte, să se obțină un factor de amplificare foarte mare. În legătură cu aceasta circuitul de autoexcitație, la MEA cu mai multe etaje, poate fi mult slăbit. Aceasta dă posibilitatea de a mări simțitor rapiditatea MEA cu mai multe etaje în comparație cu MEA cu un etaj.

Intr-adevăr, dacă avem în vedere numai constanta de timp a circuitului de autoexcitație, neglijînd constanta de timp a celorlalte circuite ale MEA cu câmp longitudinal, valoarea echivalentă a acestei constante de timp este legată de factorul de amplificare al circuitului de autoexcitație prin următoarea relație:

$$T_{2r} = \frac{T_2}{1 - k_{w2} k'_2 n}. \quad (2.37)$$

După cum se vede din curba reprezentată în fig. 2.17, în zona factorilor de amplificare mari (pentru $k'_2 n \approx 1/k_{w2}$) o ușoară micșorare a acestuia duce la o micșorare importantă a constantei de timp a circuitului de autoexcitație. De aceea, MEA cu mai multe etaje au devenit tipul principal de amplificatoare de acest gen pentru sistemele de automatizare cu mașini electrice.

MEA cu un etaj se utilizează numai ca mașini electrice reglatoare în sistemele cu regim de lucru apropiat de cel astatic.

În cazul compensării incomplete a reacției indusului datorită curenților I_{13} și I_{24} , la MEA cu două etaje apare o reacție negativă

interioară puternică, care micșorînd factorul de amplificare al MEA, stabilizează parametrii acesteia la variația vitezei de rotație a indusului.

La MEA cu trei etaje, compensarea incompletă a reacției indusului datorită curenților I_{24} nu dă un astfel de rezultat și de aceea, aceasta este mult mai sensibilă la variația vitezei de rotație a indusului.

Pentru mărirea rapidității MEA cu cîmp longitudinal, în ultimul timp au fost făcute încercări pentru crearea unui amplificator cu trei etaje, fără înfășurare de autoexcitație.

La MEA cu trei etaje cu cîmp longitudinal și fără înfășurare de autoexcitație, concomitent cu

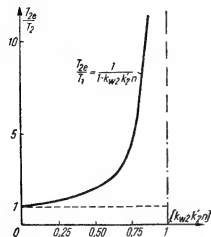


Fig. 2-17. Constanta de timp echivalentă a circuitului de autoexcitație al MEA cu cîmp longitudinal în funcție de factorul de amplificare al circuitului de autoexcitație.

creșterea rapidității MEA, se micșorează simțitor factorul de amplificare k_{eo} . Excitația etajului de ieșire a unei astfel de MEA este creată numai de o singură înfășurare de comandă a celui de-al treilea etaj de amplificare, care este calculată pentru puterea totală de excitație. În afară de aceasta, în această MEA se admite o oarecare subcompensare a fluxului de reacție al indusului datorită curenților I_{24} , care cu toate că micșorează puțin factorul de amplificare al MEA, stabilizează caracteristicile acesteia, în cazul asimetriei magnetice și a excentricității întrefierului.

Astfel, cu toate posibilitățile mari ale MEA cu mai multe etaje, încă nu s-a definitivat tipul lor pentru fabricația industrială.

Utilizarea unor astfel de MEA în sistemele de automatizare cu mașini electrice, are deocamdată un caracter sporadic. Însă posibilitățile producției de mașini electrice amplificatoare pentru puteri foarte mari pentru utilizare ca mașini principale de acționare face ca MEA cu mai multe etaje cu cîmp longitudinal să aibă perspective de viitor.

2.5. Seriile industriale de mașini electrice amplificatoare pentru sistemele de automatizare cu mașini electrice

În prezent, industria electrotehnică a U.R.S.S. fabrică în serie mașini electrice amplificatoare cu câmp transversal destinate pentru funcționarea în gama de puteri de la 0,3 pînă la 60 kW.

În U.R.S.S. nu se fabrică deocamdată în serie mașini electrice amplificatoare cu câmp longitudinal, cu toate că la comandă individuală acestea se confecționează în cîteva uzine.

De aceea, în sistemele de automatizare cu mașini electrice se utilizează în special mașini electrice amplificatoare cu câmp transversal.

Cele mai răspîndite dintre seriile fabricate în Uniunea Sovietică este seria amplificatoarelor de tip ΘMY care constă din 10 tipuri constructive și cuprinde gama de puteri de la 0,3 la 60 kW.

Mașinile electrice amplificatoare din seria ΘMY sînt destinate funcționării de durată și permit o suprasarcină de curent de scurtă durată (față de datele nominale): dublă — timp de 3 s la tensiunea nominală și o suprasarcină momentană de patru ori pentru jumătate din tensiunea nominală.

În afară de aceasta, MEA din seria ΘMY permit o creștere momentană a tensiunii induse în regim de forțare pînă la 1,75 ori tensiunea nominală și o mărire a tensiunii pînă la 1,3 ori tensiunea nominală timp de 5 min. la curentul de sarcină nominal.

Curentul de durată în înfășurările de comandă, la conectarea lor în opoziție, nu trebuie să depășească de 5—9 ori curentul nominal, la tensiunea nominală de ieșire.

Mașinile electrice amplificatoare din seria ΘMY se fabrică cu 2, 3 sau 4 înfășurări de comandă.

Numărul înfășurărilor și parametrii acestora sînt determinate în special de condițiile impuse de sistemele de automatizare cu mașini electrice în care se utilizează MEA cu câmp transversal.

Diversitatea mare de scheme de automatizare cu mașini electrice a condiționat o varietate mare de complete înfășurări de comandă pentru fiecare tip de MEA. La cererea beneficiarului MEA de tipul ΘMY se livrează de către fabrică cu oricare dintre completele de înfășurări standardizate.

Pentru reglarea și stabilirea unui anumit grad de compensare a reacției longitudinale a indusului, fiecare mașină electrică amplificatoare are un reostat de reglare înglobat în ea.

În execuție normală gradul de compensare al MEA este astfel reglat încît se exclude posibilitatea creșterii tensiunii de ieșire la creșterea sarcinii amplificatorului.

Mașinile electrice amplificatoare din seria ЭМУ cu putere pînă la 1,5 kW se fabrică în construcție monobloc, protejate, cu auto-ventilație, iar de la 1,5 pînă la 60 kW, sub formă de agregate, de asemenea protejate, cu autoventilație.

În construcția monobloc (fig. 2.18, *a*) mașina electrică amplificatoare 2 și motorul ei primar 1 se montează într-un corp comun. Indusul MEA și rotorul motorului primar sînt așezate pe un ax comun pe care se află și discul comun de echilibrare și ventilator. Scuturile MEA și ale motorului primar de regulă sînt comune. Conectarea la rețea a motorului primar și la schema

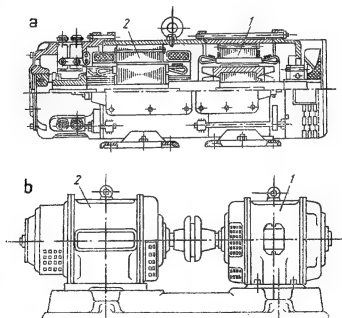


Fig 2-18. Construcția mașinilor electrice amplificatoare monobloc (*a*) și în agregat (*b*).

MEA se face din cutii de borne separate (fig. 2.19). În cutia MEA în afara bornelor se așază și reostatul pentru reglarea gradului de compensare.

Schemele de legătură ale înălșurărilor și ale bornelor atît la MEA cu motor asincron cît și la MEA cu motor de curent con

tinuu sînt complet identice. Cu linii pline se arată pe scheme conexiunile MEA cu două înfășurări de comandă. Legăturile celei de-a treia ($0 III_1-0 III_2$) și celei de-a patra ($0 IV_1-0 IV_2$) înfășurări de comandă sînt reprezentate în schemă cu linie întreruptă.

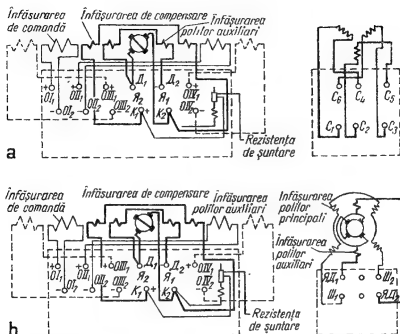


Fig. 2-19. Schemele de conectare ale înfășurărilor și bornelor mașinilor electrice amplificatoare monobloc din seria 3MY cu motor asincron (a) și cu motor de curent continuu (b)

În cazul a două înfășurări de comandă, în cutia de borne nu se folosesc bornele $0 III_1-0 III_2$ și $0 IV_1-0 IV_2$, iar în cazul a trei înfășurări nu se folosesc bornele $0 IV_1-0 IV_2$.

Capetele reostatelor de șuntare au legătură exterioară și se conectează la bornele înfășurării de compensare $K_1-K_2A_1$.

Pentru stabilizarea gradului de compensare cînd temperatura MEA variază, în serie cu reostatul care șuntează înfășurarea de compensație se conectează o rezistență adițională confecționată din sîrmă de cupru.

Înfășurările motoarelor primare au capetele scoase în cea de-a doua cutie de borne.

De la motorul asincron începuturile fazelor sînt scoase la bornele $C_1-C_2-C_3$, iar sfîrșiturile — la bornele $C_4-C_5-C_6$.

Ieșirile indusului motorului de curent continuu sînt legate la bornele ЯД₁—ЯД₂, iar cele ale înfășurării de excitație — la bornele Ш₁—Ш₂. Sensul de rotație al mașinilor electrice amplificatoare din seria ЭМУ este spre stînga (adică în sens contrar sensului acelor de ceasornic), dacă privim dinspre colectorul amplificatorului.

În cazul construcției în agregat (fig. 2.18, b), MEA cu cîmp transversal se confecționează sub formă de mașină separată care se montează împreună cu motorul primar pe o placă de bază turnată. Cuplajul este de obicei de tipul elastic. Construcția MEA sub formă de mașină separată nu prezintă particularități deosebite, în comparație cu construcțiile tipizate de mașini cu colector. De obicei MEA are execuție protejată cu izolație rezistentă la umiditate.

Conectarea la schemă a MEA, realizată sub formă de mașină separată, se face cu ajutorul unei cutii de borne asemănătoare cu cea de la MEA în construcție monobloc (fig. 2.20).

Sensul de rotație al mașinilor electrice amplificatoare din seria ЭМУ este spre stînga, adică contrar sensului acelor de ceasornic, privind dinspre

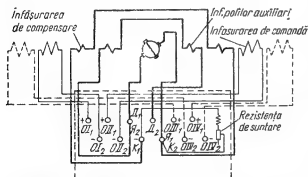


Fig. 2-20. Schema de conectare a înfășurărilor și bornelor mașinilor amplificatoare din seria 3MY avînd construcția în agregat.

alegerea generatoarelor de curent continuu obișnuite, în funcție de condițiile concrete de funcționare din sistem, cît și în funcție de valorile semnalelor de comandă, aplicate la înfășurările de comandă.

Date amănunțite referitoare la diferitele tipuri de mașini electrice amplificatoare din seria ЭМУ sînt indicate în anexa 1.

privînd dinspre colectorul amplificatorului. La cererea beneficiarului, MEA cu construcție în agregat se execută și cu sensul de rotație al indusului spre dreapta.

Alegerea mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp transversal pentru diferite instalații de automatizare cu mașini electrice se face în mod analog cu

3.1. Tensiunea electromotoare a mașinii electrice amplificatoare cu cîmp transversal

Mașina electrică amplificatoare cu cîmp transversal poate fi reprezentată în cazul cel mai simplu prin schema echivalentă formată dintr-o cascadă compusă din două mașini de curent continuu cu excitație independentă (fig. 3.1, *a*). În acest caz t.e.m. la ieșirea MEA va fi determinată evident, de parametrii circuitului înfășurării de comandă și de parametrii circuitului transversal și poate fi exprimată prin următoarea relație :

$$E_3 = \left(\frac{p_n}{a \cdot b_0} N_a 10^{-8} \right)^2 \lambda_1 \lambda_2 \frac{\frac{N_a}{4a} W_1}{r_1 r_2} U_1, \quad (3.1)$$

unde λ_2 și λ_1 sînt permeanțele circuitului magnetic al MEA pentru fluxul de excitație principal pe axa transversală și pentru fluxul de comandă pe axa longitudinală.

După cum se vede din relația (3.1) pentru obținerea unor factori de amplificare de tensiune mari în MEA idealizată este rațional a avea un indus mare cu un număr mare de spire și un sistem statoric corespunzător nesaturat cu înfășurare de comandă. În MEA reală relația (3.1) se modifică datorită intervenției fluxurilor de reacție a secțiilor în comutație din circuitul transversal și fluxurile datorite compensării inexacte a reacției longitudinale a indusului.

Schema echivalentă a mașinii electrice amplificatoare reale, avînd în vedere fluxurile de reacție al secțiilor în comutație și compensarea inexactă a reacției longitudinale a indusului, este reprezentată în fig. 3.1, *b* și se deosebește de cea idealizată prin introducerea înfășurărilor suplimentare parcurse de curenții circuitelor transversal și longitudinal care interacționează cu fluxul înfășurării de comandă.

Conform schemei echivalente a MEA reale, ecuația t.e.m. a acestora pentru funcționare în gol poate fi scrisă sub forma :

$$E_{30} = \frac{\left(\frac{p_n}{a \cdot 60} N_a 10^{-8} \right)^2 \lambda_1 \lambda_2 \frac{N_a}{4a} \frac{w_1}{r_1 r_2} U_1}{1 + \frac{p_n}{a \cdot 60} N_a 10^{-8} \frac{\lambda_1}{r_2} (k_{p2} - k_{Fe})} \quad (3.2)$$

Din această ecuație rezultă că creșterea numărului de spire al înfășurării indusului la MEA reală, pentru obținerea unui factor

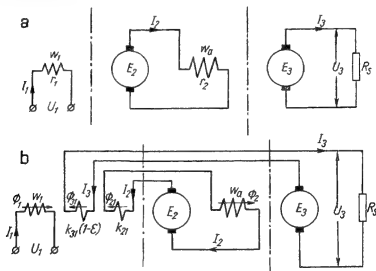


Fig. 3.1. Schemele echivalente ale mașinilor electrice amplificatoare cu câmp de excitație transversal :

a — neglijând reacția circuitului transversal și compensarea inexactă a reacției longitudinale a indusului; b — luând în considerație reacția circuitului transversal și compensarea inexactă a reacției longitudinale a indusului.

de amplificare la tensiune cât mai mare, duce concomitent și la mărirea reacției secțiilor în comutație din circuitul transversal, fapt ce are ca rezultat că creșterea peste o anumită limită a numărului de spire al înfășurării indusului este practic inutilă (fig. 3.2).

În practică s-au stabilit anumite dimensiuni geometrice optime ale indusului și ale statorului pentru care se asigură o utilizare maximă a cuprului înfășurărilor și o valoare mare a factorului de amplificare al MEA.

La calculul t.e.m. a MEA cu câmp transversal se pleacă de obicei de la fluxul magnetic rezultanți din axa longitudinală, Φ_1 , a cărui mărime este determinată de relația

$$\Phi_1 = \frac{60aE_2 10^8}{pn N_a} [\text{Mx}]. \quad (3.3)$$

Reacția secțiilor în comutație ale circuitului transversal și reacția circuitului transversal datorită pierderilor în fier, se iau în considerare în ecuația tensiunilor magnetomotoare din axa longitudinală.

$$F_{1c} = F_{10} + F_{p2} + F_{Fe}, \quad (3.4)$$

unde F_{10} este tensiunea magnetică a fluxului longitudinal:

$$F_{10} = 1,05 \cdot 1,6 \frac{\delta k_\delta}{\alpha_p \tau l} \Phi_l [\text{A}].$$

Evident că deducerea relațiilor cantitative pentru tensiunea magnetomotoare a fluxului de comandă F_{10} și pentru cea a fluxului de reacție a secțiilor în comutație F_{p2} , cât și pentru cea corespunzătoare pierderilor în fier datorită fluxului transversal F_{Fe} dau posibilitatea să se determine relațiile optime ale datelor constructive de bobinaj ale MEA.

La funcționarea în sarcină a MEA, în circuitul său longitudinal mai apare o componentă a fluxului Φ_1 , datorită compensării inexacte a reacției longitudinale a indusului. Pe schema echivalentă (fig. 3.1, b), acțiunea datorită compensării inexacte a reacției longitudinale a indusului este reprezentată sub formă de înfășurare suplimentară în circuitul longitudinal, parcursă de curentul de sarcină al MEA.

Conform schemei echivalente din fig. 3.1, b, în sarcină tensiunea MEA cu câmp transversal poate fi exprimată prin următoarea ecuație:

$$U_3 = E_{30} \frac{\frac{R_s}{(r_3 + R_s)}}{1 + \frac{\lambda_{1k} \lambda_2 \left(\frac{pn}{a \cdot 60} \frac{N_a}{4a} 10^{-8} \right)^2}{r_2 (r_3 + R_s)}} (1 - s), \quad (3.5)$$

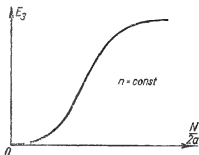


Fig. 3-2. Caracteristica t.e.m. a mașinii electrice amplificatoare în funcție de numărul de spire al înfășurării indusului.

în care $r_3 = r_a + r_k$ este rezistența totală a circuitului longitudinal al indusului MEA ;

R_s — rezistența de sarcină ;

$\varepsilon = \left(\frac{r_p}{r_k + r_p} \right) \frac{w_k}{N_a} \frac{1}{4a}$ — gradul de compensare al reacției longitudinale a indusului.

Din ecuația (3.5) se vede că compensarea inexactă a reacției longitudinale a indusului poate determina atât scăderea (cînd $\varepsilon < 1$) cît și creșterea (cînd $\varepsilon > 1$) factorului de amplificare de tensiune al mașinii electrice amplificatoare la funcționarea în sarcină, modificînd parametrii MEA în comparație cu valorile acestora pentru mersul în gol. Modificarea parametrilor MEA cu cîmp transversal în sarcină poate deranja stabilitatea funcționării sistemului de automatizare cu mașini electrice, și de aceea întotdeauna se tinde să se regleze MEA la regimul de compensare exactă ($\varepsilon = 1$).

Este ușor de văzut că compensarea inexactă ($\varepsilon \neq 1$) determină în sarcină o variație a parametrilor MEA cu atât mai mult cu cît este mai mare factorul de amplificare de tensiune, adică cu cît este mai mare numărul de spire al înfășurării indusului. Această din urmă împrejurare limitează pe de o parte amplificarea admisă a MEA cu cîmp transversal, iar pe de altă parte, în cazul factorilor de amplificare de tensiune mari, determină necesitatea executării deosebit de precise și îngrijite a înfășurării de compensare

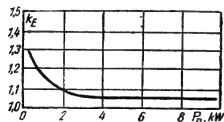


Fig. 3-3. Coeficientul de variație a tensiunii MEA în funcție de putere nominală a acesteia.

Raportul dintre t.e.m. E_{30} a MEA la funcționarea în gol și tensiunea U_3 la funcționarea în sarcină, se apreciază de obicei, prin coeficientul de variație al tensiunii k_E .

$$k_E = \frac{E_{30}}{U_3}. \quad (3.6)$$

Pentru asigurarea funcționării stabile a MEA în raport cu compensarea reacției longitudinale a indusului, coeficientul de variație a tensiunii nu trebuie să depășească anumite valori (fig. 3.3).

Creșterea suplimentară a factorului de amplificare la MEA cu cîmp transversal, după cum a arătat practica, poate fi realizată

prin montarea unor înfășurări de excitație suplimentare pe stator. De aceea, în construcțiile moderne de mașini electrice amplificatoare, de regulă, se prevăd astfel de bobine în axa transversală. Trebuie menționat însă că înfășurarea circuitului transversal, mărin- d factorul de amplificare al MEA, mărește concomitent și constan- ta de timp a circuitului transversal al acesteia, micșorînd rapiditatea.

Pentru ca la introducerea unei astfel de înfășurări în circuitul transversal scăderea rapidității MEA să fie minimă, raportul dintre numărul de spire al înfășurării indusului și numărul de spire al înfășurării circuitului transversal se determină din următoarea expresie :

$$\frac{w_{S_2}}{w_a} = \frac{\frac{N_a}{2S_a} \left(1 + \frac{\Delta U_{p2}}{E_2} \right)}{\left(\frac{w_{S_2}}{S_{S_2}} - \frac{N_a}{2S_a} \frac{\Delta U_{p2}}{E_2} \right)}, \quad (3.7)$$

unde w_{S_2} ; S_{S_2} — numărul de spire și secțiunea conductoarelor înfășurării de magnetizare suplimentară a circuitului transversal ;

w_a ; S_a — numărul de spire și secțiunea conductoarelor înfășurării indusului MEA bipolare ;

ΔU_{p2} — căderea de tensiune la contactul periilor din circuitul transversal ;

E_2 — t.e.m. a rotorului MEA în circuitul transversal.

3.2. Reacția secțiilor în comutație din circuitul transversal al mașinii electrice amplificatoare

Reacția secțiilor în comutație din circuitul transversal al MEA formează una din componentele principale ale reacției negative a circuitului transversal asupra celui longitudinal.

După cum s-a arătat mai sus reacția secțiilor în comutație din circuitul transversal se apreciază după tensiunea magneto- motoare longitudinală, care se determină cu formula :

$$F_{p2} = 2\beta_p w_s I_{Ks}. \quad (3.8)$$

După cum se vede din formula (3.8) tensiunea magneto- motoare de reacție a secțiilor în comutație din circuitul trans-

versal este determinată de valoarea medie a curentului de comutație, I_{Ks} . Valoarea medie a acestui curent poate fi determinată din ecuația curbei de variație a curentului din secția înfășurării indusului în timpul comutației.

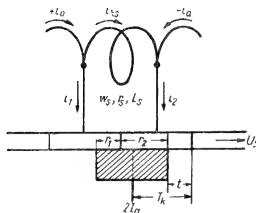


Fig. 3-4 Circuitul secției în comutație a rotorului MEA

Să examinăm circuitul secției în comutație a MEA (fig. 3.4), presupunând că rezistența de contact a periei cu lamela care se apropie (r_1) și cu lamela care se îndepărtează (r_2) rămân constante în decursul perioadei de comutație și nu depind de suprafața de contact a periei cu lamelele colectoare ($r_1=r_2=\text{const}$). În acest caz dacă lățimea periei este mai mică decât pasul de colector, avînd în

vedere prezența în secție a t.c.m. reactive e_r și a t.e.m. datorite cîmpului exterior din zona de comutație e_{a2} , curentul de comutație este dat de următoarea expresie :

$$e_r + e_{a2} = i_{Ks} r_s + (i_a + i_{Ks}) r_2 - (i_a - i_{Ks}) r_1 = i_{Ks} (r_s + r_2 + r_1). \quad (3.9)$$

T.e.m. reactivă din secția în comutație este egală cu $e_r = -L_s p i_{Ks}$, de unde ecuația curentului de comutație poate fi scrisă sub forma :

$$\left(\frac{L_{Ks}}{\Sigma r} p + 1 \right) i_{Ks} = \frac{e_K}{\Sigma r}$$

sau

$$i_{Ks} = i_a e^{-\frac{\Sigma r}{L_s} t} + \frac{e_K}{\Sigma r} \left(1 - e^{-\frac{\Sigma r}{L_s} t} \right) \quad (3.10)$$

unde $\Sigma r = r_1 + r_2 + r_s$ este rezistența totală a circuitului în comutație, compusă din rezistența de trecere a contactului la perie și cea a secției aflate în comutație.

Datorită dependenței de curent a rezistenței contactului periei, rezistența totală a secției în comutație se ia pentru fiecare valoare a curentului separat (vezi fig. 3.5).

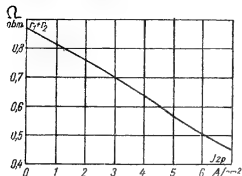


Fig. 3-5. Caracteristica rezistenței de trecere $(r_1+r_2)=f(j_p)$ a perii 1021-ca 3Г-8 în funcție de densitatea curentului.

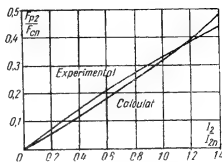


Fig. 3-6. Curba experimentală și calculată a tensiunii magnetomotoare datorită curenților de comutație ai MEA cu perii marca 3Г-8

Din expresia (3.10) valoarea medie a curentului pentru perioada de comutație, se determină cu formula

$$I_{Ks} = \frac{e_k}{\sum r} \left[1 - \frac{T_s}{T_K} \left(1 - e^{-\frac{T_K}{T_s}} \right) \right] + I_a \frac{T_s}{T_K} \left(1 - e^{-\frac{T_K}{T_s}} \right), \quad (3.11)$$

unde

$T_s = L_s / \sum r$ este constanta de timp a secției aflate în comutație;
 T_K — perioada de comutație.

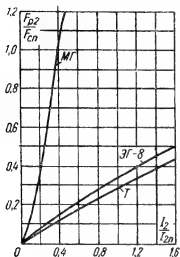
După cum se vede din fig. 3.6 valorile de calcul ale tensiunii magnetomotoare datorite curenților de comutație ai circuitului transversal al MEA, determinate după valorile medii ale curenților de comutație I_{Ks} , avînd în vedere variația rezistenței totale a contactului periei în funcție de curentul circuitului transversal, coincide bine cu datele experimentale.

Reacția curenților de comutație ai circuitului transversal al MEA (fig. 3.7), cînd se utilizează perii de grafit sau de electrogrfit este aproximativ aceeași și reprezintă 30—35% din tensiunea magnetomotoare a înfășurării de comandă. Reacția curenților de comutație ceva mai mică în cazul utilizării periiilor de grafit, se explică prin creșterea rezistenței acestora în comparație cu periiile de electrogrfit ($U_{pG}=6$ V; $U_{pEG}=2$ V).

Dacă la MEA se montează perii de cupru grafitat cu rezistență mică de trecere ($U_{pCQ}=0,2$ V), reacția curenților de comutație ai circuitului transversal crește considerabil.

La prima vedere s-ar părea că întrucât rezistența de trecere a periilor din cupru grafitat este mică, se micșorează și rezistența circuitul transversal al MEA, iar curentul acestui circuit, pentru aceleași valori ale curentului de comandă, trebuie să fie mai mare decât la MEA cu perii din grafit sau din electrografit. În realitate însă, în cazul utilizării periilor din cupru grafitat, reacția curenților de comutație devine atât de mare încât pentru aceleași valori ale curentului de comandă, curentul în circuitul transversal va fi de 4—5 ori mai mic decât în cazul când MEA funcționează cu perii din electrografit. De aceea pentru micșorarea reacției curenților de comutație la MEA cu câmp transversal este mai rațional să se utilizeze perii dure cu o rezistență de trecere suficient de mare.

Fig. 3-7. Caracteristica tensiunii magnetomotoare a curenților de comutație din circuitul transversal al MEA pentru diferite calități de perii



Tensiunea magnetomotoare de reacție a curenților de comutație ai circuitului transversal al MEA, în calculele inginercești, după cum se vede din curbele reprezentate mai sus, poate fi considerată cu precizie suficientă, ca proporțională cu curentul din circuitul transversal.

3.3. Acțiunea demagnetizantă a curenților turbionari din miezul indusului mașinii electrice amplificatoare

În timpul rotirii MEA, fluxul magnetic transversal produce pierderi în fierul miezului indusului. Puterea pierdută în fierul indusului MEA este compensată de energia mecanică utilizată pentru rotirea acestuia. Aceleași pierderi creează o componentă longitudinală a câmpului magnetic, a cărui tensiune magnetomotoare formează cea de-a doua componentă a reacției negative

între circuitul transversal al MEA și cel longitudinal. De aceea, pierderile în fierul indusului micșorează factorul de amplificare al MEA, însă, datorită acțiunii stabilizatoare a reacțiilor negative, măresc stabilitatea caracteristicilor acesteia.

Tensiunea magnetomotoare a fluxului longitudinal datorit pierderilor în fierul indusului MEA care se rotește cu viteză constantă, se determină cu relația

$$F_{Fe} = k_1 \frac{P_{Fe}}{E_3} w_a, \quad (3.12)$$

în care $k_1 = 0,55 - 0,65$ este un coeficient, prin care se ține seama de distribuirea tensiunii magnetomotoare F_{Fe} pe pasul polar.

Deoarece pierderile datorite curenților turbionari în fierul MEA cu cîmp transversal pot fi considerate proporționale cu pătratul curentului din circuitul transversal, datorită proporționalității t.e.m. la ieșirea MEA cu puterea întâia a curentului din circuitul transversal, tensiunea magnetomotoare datorită pierderilor din fierul indusului va fi proporțională cu curentul din circuitul transversal al MEA :

$$F_{Fe} = k_{Fe} I_2. \quad (3.13)$$

După cum se vede din fig. 3.8 tensiunea magnetomotoare datorită pierderilor în fierul indusului MEA pentru curentul nominal în circuitul transversal, reprezintă aproximativ 15—20% din tensiunea magnetomotoare nominală a înfășurării de comandă.

Relația dintre tensiunea magnetomotoare datorită pierderilor în fierul rotorului și curentul din circuitul transversal în zona de saturație mică a MEA, poate fi considerată liniară și în calculele ingineresti ale caracteristicilor MEA cu cîmp transversal este adoptată liniară. Cînd MEA funcționează în zona de saturație, de

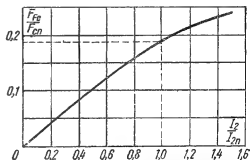


Fig. 3-8. Tensiunea magnetomotoare datorită pierderilor în fierul rotorului MEA la viteza constantă, în funcție de curentul circuitului transversal

exemplu în schemele de forțare a excitației, această tensiune magnetomotoare depinde neliniar de curentul din circuitul transversal. De aceea, factorul de reacție datorită tensiunii magnetomotoare cauzate de pierderile din fier, în zona de saturație, capătă altă valoare decât în cazul saturației mici.

3.4. Particularitățile calculului electric al mașinilor electrice amplificatoare cu câmp transversal

Particularitățile calculului electric al mașinilor electrice amplificatoare cu câmp transversal în comparație cu calculul generatoarelor de curent continuu obișnuite, sînt determinate de utilizarea mai complexă a indusului MEA atît pentru generarea în acesta a t.e.m. cît și pentru crearea cîmpului magnetic de excitație principal al mașinii, precum și de prezența reacțiilor interioare dintre circuitul transversal și cel longitudinal, cu circuitul înfășurării de comandă.

Ca și calculul generatoarelor de curent continuu obișnuite, calculele mașinilor electrice amplificatoare se reduc la rezolvarea ecuațiilor cu mai multe necunoscute legate între ele, iar din punct de vedere matematic reprezintă o problemă nedeterminată. De aceea, calculul mașinilor electrice amplificatoare, analog calculului generatoarelor de curent continuu normale, se bazează pe alegerea unei serii întregi de mărimi după datele medii statistice ale fabricației acestor mașini în diferite uzine. Aceste valori medii ale mărimilor determină de asemenea particularitățile caracteristice ale calculului mașinilor electrice amplificatoare cu câmp transversal.

În cele ce urmează se vor examina particularitățile calculului MEA cu câmp transversal pe elemente separate.

A. Calculul dimensiunilor principale ale MEA cu câmp transversal

Alegerea parametrilor principali ai MEA — diametrul D_a și lungimea motorului l_a — se efectuează după valoarea puterii de calcul la ieșire :

$$P_c = P_n \frac{E_{30}}{U_{3n}} = k_E P_n. \quad (3.14)$$

Cu ajutorul constantei C_A a mașinii, luată din curba reprezentată în fig. 3.9, se calculează diametrul și lungimea rotorului cu formulele :

$$D_a = \sqrt[3]{\frac{C_A P_c 2p}{\pi K_\lambda n_n}} \quad [\text{cm}]; \quad (3.15)$$

$$l_a = k_\lambda \tau = k_\lambda \frac{\pi D_a}{2p} \quad [\text{cm}], \quad (3.16)$$

unde $k_\lambda = 0,4—0,7$.

După determinarea dimensiunilor principale, calculul se efectuează în continuare în următoarea ordine : se calculează indusul și statorul MEA iar apoi se face un calcul de verificare în ceea ce privește comutația, pierderile și randamentul mașinii.

B. Calculul indusului MEA cu cîmp transversal

Pentru mărirea coeficientului de utilizare al MEA se tinde spre mărirea arcului său polar, lucru ce poate fi realizat micșorînd zona de comutație prin mărirea numărului de dinți rotorici.

Numărul de creștături rotorice se alege în funcție de diametrul acestuia și de coeficientul pasului relativ al dinților m , care se determină din curba reprezentată în fig. 3.10. În acest caz numărul de dinți rotorici se calculează cu relația :

$$Z = \frac{\pi}{m} = \frac{\pi D_a}{t_1} = \text{număr întreg}. \quad (3.17)$$

Diametrul colectorului MEA se alege din condiția

$$D_k = (0,8—0,85) D_a, \quad (3.18)$$

iar numărul lamelelor de colector se determină după valoarea minimă admisă a pasului la colector t_k :

$$t_k = \frac{\pi D_k}{k} = b_k + b_{tz}, \quad (3.19)$$

unde $b_k \geq 2—3 \text{ mm}$; și $b_{tz} = 0,4—0,8 \text{ mm}$.

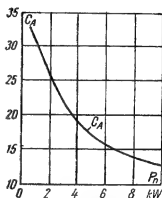


Fig. 3-9. Constanta C_A a mașinii în funcție de puterea nominală a MEA cu cîmp transversal.

Numărul conductoarelor rotorului MEA se determină preliminar cu formula

$$N_a = \frac{60aE_a 10^8}{p n_n \Phi_2} = \frac{60ak_E U_n 10^8}{p n_n \Phi_2}, \quad (3.20)$$

iar apoi se precizează din următoarele condiții :

$$N_a/Z = \text{număr întreg}; \quad w_k = N_a/2K = \text{număr întreg}; \quad S/Z = K/Z = \text{număr întreg}$$

unde S este numărul secțiilor rotorului, egal cu K .

Valoarea fluxului magnetic transversal, necesar pentru calculul indusului MEA, se determină din formula

$$\Phi_2 = B_\tau \cdot \tau \cdot l_a \quad [\text{Mx}]. \quad (3.21)$$

Valoarea inducției B_τ se alege în funcție de pasul polar din curba reprezentată în fig. 3.11.

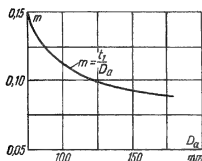


Fig. 3-10. Curbele $m=f(D_a)$ pentru alegerea numărului de creștături al rotorului MEA.

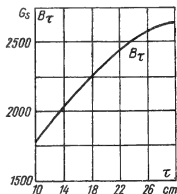


Fig. 3-11. Curbele $B_\tau=f(\tau)$ pentru calculul fluxului Φ_2 al MEA cu cîmp transversal.

Secțiunea conductorului înfășurării indusului se calculează plecînd de la valorile admise ale densității de curent din conductoarele acesteia, însă nu mai mare de 4—5 [A/mm²].

C. Calculul circuitului magnetic și al înfășurărilor statorului MEA cu cîmp transversal

Circuitul magnetic al statorului MEA are poli divizați cu creștături pentru înfășurarea de compensare (3.12). În afară de aceasta, în circuitul longitudinal sînt prevăzuți poli auxiliari.

Dimensiunile circuitului magnetic al statorului MEA se determină din condiția întrefierului minim admis

$$\delta = (0,012 + 0,02 \sqrt{D_a l_a}) \text{ [mm]}, \quad (3.22)$$

și după diametrul exterior al tolelor pachetului statorului

$$D_s = (1,55 - 1,75) D_a. \quad (3.23)$$

Numărul de creștături pentru înfășurarea de compensare se alege astfel încît pasul creștăturii statorului și cel al rotorului să nu fie egale între ele, pentru micșorarea pierderilor datorită pulsațiilor și a zgomotului magnetic, după relația

$$0,95 t_1 > t_2 > 1,05 t_1, \quad (3.24)$$

unde $t_1 = \pi D_a / Z$ este pasul creștăturii rotorului.

Distanța dintre poli se adoptă de obicei aceeași pe axele longitudinală și transversală iar valoarea ei se alege din condiția ca aceasta să depășească puțin lățimea zonei de comutație b_{zc}

$$b_1 = b_2 = (1,5 - 1,8) b_{zc}, \quad (3.25)$$

unde

$$b_{zc} = b_p + t'_k \left(\epsilon_k + u_p - \frac{a}{p} \right) = b_p + t'_k \left(\frac{K}{2p} - y_1 \right) + \frac{K}{Z} - \frac{a}{p}.$$

Lungimea pachetului statoric al MEA se alege de obicei egală cu lungimea pachetului rotoric, adică

$$l_s = l_a. \quad (3.26)$$

Avînd în vedere cîmpul magnetic suplimentar datorit înfășurărilor circuitului transversal al statorului [$\omega_{2s} = (0,1 - 0,2) \omega_a$] și saturația redusă a circuitului magnetic, stare caracteristică pentru MEA, distribuirea inducției magnetice a fluxului circuitului transversal de-a lungul arcului polar se consideră liniară (vezi fig. 3.13).

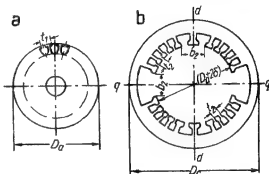


Fig. 3-12. Forma tolelor rotorului (a) și statorului (b) ale MFA cu cîmp transversal.

Inducția medie (B_{med}) și valoarea inducției raportată la pasul polar (B_τ), se determină prin considerații geometrice (fig. 3.13) cu relația

$$B_\tau = B_{med} \frac{(b_p)}{\tau} = B_{med} \alpha_p. \quad (3.27)$$

Avînd în vedere că în zona creștăturii mari există un flux magnetic a cărui valoare ajunge pînă la 15% din întregul flux al circuitului transversal, se poate scrie ecuația pentru calculul fluxului transversal Φ_2 :

$$\Phi_2 = 1,15 B_\tau \cdot \tau \cdot l_a. \quad (3.28)$$

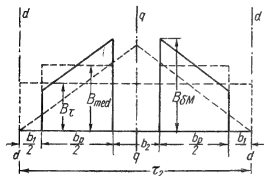


Fig. 3-13. Forma curbei cimpului Φ_2 al MEA.

ții statorului F_{Zs} ; tensiunea magnetică în miezul rotorului F_a și tensiunea magnetică în miezul statorului F_s ;

$$F_{02} = F_{\delta 2} + F_{Za} + F_{Zs} + F_a + F_s = I_2 (w_a + 2w_{2s}). \quad (3.29)$$

Tensiunea magnetică necesară pentru trecerea fluxului prin întrefier se determină cu formula

$$F_{\delta 2} = 1,6 B_{med} \delta \left[\frac{t_1 + 108}{t_1 - \Delta_a + 108} \right] \left[\frac{t_2 + 108}{t_2 - \Delta_s + 108} \right], \quad (3.30)$$

unde Δ_a și Δ_s sînt lățimile deschiderilor creștăturilor rotorului și statorului.

Tensiunile magnetice pentru trecerea fluxului magnetic prin diferitele porțiuni ale circuitului magnetic se calculează în mod obișnuit cu ajutorul tensiunilor magnetice specifice:

$$F_x = \zeta H_x L_x \quad (3.31)$$

unde coeficientul ζ , care ține seama de variația inducției în porțiunea de lungime L_x se determină din curba reprezentată în fig. 3.14.

Coeficientul ζ se introduce în calcul plecând de la presupunerea că maximum inducției are loc în secțiunea mijlocie a porțiunii circuitului magnetic și se micșorează în ambele sensuri față de această secțiune.

Pentru excitarea fluxului Φ_2 în circuitul transversal al MEA trebuie să treacă un curent, care se determină cu relația

$$I_2 = \frac{F_{02}}{w_a + 2w_{2s}}, \quad (3.32)$$

iar t.e.m. corespunzătoare

$$E_2 = I_2(r_a + r_{2s}) + 2\Delta U_{p2}. \quad (3.33)$$

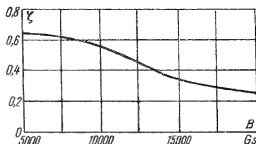


Fig. 3-14 Coeficientul ζ care ia în considerare variația inducției de-a lungul unei porțiuni a circuitului magnetic la calculul tensiunii magnetice

Cu ajutorul t.e.m. E_2 se determină *fluxul magnetic longitudinal de excitație* a primului etaj al MEA:

$$\Phi_1 = \frac{60aE_2 10^8}{pnN_a} \quad [\text{Mx}]. \quad (3.34)$$

Cunoscând Φ_1 se poate calcula *tensiunea magnetomotoare a înfășurării de comandă* și se poate dimensiona înfășurarea de comandă. Spre deosebire de înfășurarea de excitație a unui generator de curent continuu normal, înfășurarea de comandă a MEA cu cîmp transversal se calculează ținîndu-se seama de acțiunea demagnetizantă a curenților secțiilor în comutație din circuitul transversal și de pierderile în fier datorite fluxului Φ_2 .

$$F_1 = F_{\delta 1} + F_{p2} + F_{Fe} \quad (3.35)$$

unde

$$F_{Fe} = \frac{P_{Fe} w_a}{E}; \quad F_{p2} = 2\beta_p w_s I_{ks}; \quad I_{ks} \approx 0,145 \frac{e_k}{L_{ks}} \sqrt{T_k T_s}.$$

P_{Fe1} — pierderile în fier datorite primei armonici a fluxului transversal Φ_2 .

Tensiunea magnetică pentru trecerea fluxului magnetic longitudinal prin întrefierul MEA se calculează cu formula

$$F_{\delta 1} = 1,05 \cdot 1,6 B_{\delta 1} \left[\frac{t_1 + 108}{t_1 - \Delta_a + 108} \right] \left[\frac{t_2 + 108}{t_2 - \Delta_s + 108} \right], \quad (3.36)$$

unde

$$B_{\delta 1} = \frac{\Phi_1}{\alpha_p \cdot \tau \cdot I_a} \quad [\text{Gs}].$$

Cunoscînd valoarea curentului de comandă, se determină *numărul de spire* pe o pereche de poli al înfășurării de comandă a MEA.

$$w_1 = \frac{F_1}{I_1}.$$

Secțiunea conductorului înfășurării de comandă se alege după densitatea de curent admisă, determinată cu ajutorul valorii date a factorului de amplificare al MEA.

$$j \leq \frac{4600 P_n 10^8}{2 p l_{med1} F_1 K_p}, \quad (3.37)$$

unde

$$l_{med1} = 2l_s + 1,6(1 + \alpha_p)\tau.$$

D. Calculul înfășurării de compensare a MEA cu cîmp transversal

Înfășurarea de compensare se calculează plecînd de la condiția posibilității supracompensării cu 10% a reacției indusului.

Înfășurarea de compensare se execută cu secții separate care se așază în creștăturile pachetului statorului. Deoarece pasul creștăturii la creștătura mare a statorului (spațiul dintre poli pe axa transversală) este cam de două ori mai mare decît pasul creștăturii statorului l_2 , numărul de conductoare al secției înfășurării de compensare din aceste creștături, se alege de două ori mai mare decît cel de la creștăturile normale. La MEA bipolară de obicei numărul căilor de curent ale înfășurărilor de compensare a_k se alege egal cu 2, păstrînd aceeași secțiune și marcă a conductorului pentru înfășurarea de compensare ca și pentru înfășurarea indusului.

Numărul de conductoare efective ale înfășurării de compensare în fiecare creștătură a statorului se determină cu ajutorul pinzei de curent A_3 a indusului și cu al curentului de sarcină I_3 al MEA:

$$N_{ik} = 1,1 \frac{A_3 a_k t_{lk}}{I_3}, \quad (3.38)$$

unde

$$A_3 = \frac{N_a I_3}{2a\pi D_a} \quad [\text{A/cm}].$$

Crestăturile statorice pentru așezarea înfășurării de compensare se fac semiînchise și se calculează în același mod ca și crestăturile rotorului.

E. Calculul polilor auxiliari și verificarea condițiilor comutației satisfăcătoare a MEA cu câmp transversal

Calculul comutației se efectuează separat pentru periile circuitului transversal și pentru cele ale circuitului longitudinal.

În circuitul transversal al MEA nu se prevăd mijloace speciale pentru îmbunătățirea comutației, și din această cauză comutația se verifică cu formulele folosite la calculul comutației mașinilor de curent continuu fără poli auxiliari.

Pentru asigurarea unei comutații satisfăcătoare a periiilor din circuitul transversal trebuie ca, din punct de vedere constructiv, să se mențină relația

$$b_{zc} = b'_p + t'_k \left[\left(\frac{K}{2p} - y_1 \right) + \frac{K}{2} - \frac{a}{p} \right] < b_1 = b_2, \quad (3.39)$$

iar valoarea medie a t.e.m. în secția aflată în comutație să nu depășească următoarele valori :

$$e_k = e_r + e_{a2} \leq (2 \dots 3) [V]. \quad (3.40)$$

Pentru asigurarea unei comutații bune, în axa longitudinală a MEA se prevăd poli auxiliari care se realizează în formă de dinți în crestăturile mari ale statorului. Lățimea tălpii acestor poli se adoptă egală cu lățimea dinților înfășurării de compensație. Pentru micșorarea inductanței secțiilor în comutație și a pulsațiilor curentului la MEA de mare putere, întrefierul sub polii auxiliari se mărește cu 40—60% în comparație cu întrefierul MEA, adică

$$\delta_{pa} = (1,4 - 1,6) \delta. \quad (3.41)$$

Înfășurarea polilor auxiliari ai MEA se confecționează cu același conductor ca și înfășurarea de compensare și se introduce în mijlocul crestăturii ca o parte a înfășurării de compensare.

Numărul de spire al polilor auxiliari se determină din relația

$$w_{pa} = \frac{F_{pa}}{I_3} = 1,05 \cdot 0,85 \frac{A_3}{I_3} \delta_{pa} k_{pa}, \quad (3.42)$$

unde ξ este coeficientul permeanței specifice mediu a secției în comutație :

$$k_{pa} = \frac{t_1 + 108_{pa}}{t_1 - \Delta_a + 108_{pa}}.$$

Dimensiunile periilor circuitului longitudinal se aleg după valoarea curentului etajului de ieșire al MEA. Avînd în vedere condițiile mai grele de comutație a periilor transversale ale MEA, dimensiunile și numărul acestora se adoptă egale cu cele din circuitul longitudinal.

3.5. Parametrii caracteristicilor mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp transversal

Parametrii caracteristicilor MEA ca elemente al sistemului de automatizare cu mașini electrice sînt factorul de amplificare al tensiunii, coeficientul de variație a tensiunii în sarcină, coeficienții reacțiilor interioare și inductanțele proprii și inductanțele mutuale ale înfășurărilor.

Factorul de amplificare a tensiunii se determină din relația dintre valoarea de calcul a t.e.m. E_{30} la ieșirea MEA și tensiunea înfășurării de comandă U_1 :

$$k_{e0} = \frac{E_{30}}{U_1}. \quad (3.43)$$

Coeficientul de variație a tensiunii în sarcină se determină ca raportul dintre valoarea calculată a t.e.m. și tensiunea la ieșirea MEA pentru una și aceeași tensiune la înfășurarea de comandă :

$$k_E = \frac{E_{30}}{U_{3n}}. \quad (3.44)$$

Coeficientul reacției interioare a MEA datorită acțiunii fluxului secțiilor în comutație din circuitul transversal și a pierderilor din fier datorite cîmpului magnetic transversal, asupra fluxului magnetic de comandă, se stabilește din relațiile de calcul pentru curentul circuitului transversal :

$$k'_{21} = (k_{p2} + k_{Fe}), \quad (3.45)$$

unde k_{p2} este un coeficient de proporționalitate dintre tensiunea magnetomotoare de reacție a secțiilor în comutație și curentul circuitului transversal ;

k_{Fe} este coeficientul de proporționalitate al tensiunii magnetomotoare datorită pierderilor în fier produse de câmpul magnetic transversal.

Coeficientul tensiunii magnetomotoare de reacție a secțiilor în comutație din circuitul transversal se determină din relația

$$k_{p2} = k_{Fp} \frac{F_{1n}}{I_{2n}}, \quad (3.46)$$

unde k_{Fp} este coeficientul valorii relative a tensiunii magnetomotoare a secțiilor în comutație, pentru marca dată de perii ale circuitului transversal;

K — numărul lamelelor de colector;

F_{1n} — valoarea nominală a tensiunii magnetomotoare a înfășurării de comandă;

I_{2n} — valoarea nominală a curentului din circuitul transversal al MEA.

Coeficientul tensiunii magnetomotoare a reacției circuitului transversal asupra circuitului longitudinal, datorită pierderilor în fier produse de câmpul magnetic transversal, se calculează cu formula

$$k_{Fe} = \frac{k_{1\Phi}}{k_E} \frac{N_a}{2a} \frac{P_{Fe}}{P_n}, \quad (3.47)$$

unde $k_{1\Phi}$ este coeficientul de distribuție a tensiunii magnetomotoare datorită curenților turbionari, pe pasul polar ($k_{1\Phi} 0,55-0,65$);

P_{Fe} — pierderile în fier datorite rotirii rotorului MEA cu viteză constantă în câmpul magnetic transversal Φ_2 ;

P_n — puterea nominală a MEA cu câmp transversal.

Coeficientul reacției interioare a MEA datorită acțiunii fluxului de compensare inexactă a reacției longitudinale a indusului asupra fluxului magnetic de comandă, Φ_1 , la funcționarea în sarcină a mașinii se determină din relațiile de calcul ale tensiunii de la ieșirea MEA

$$k_{31} = \frac{\left[\left(\frac{R_s}{r_3 + R_s} \right)^{k_E - 1} \right] (r_3 + R_s)}{r_1 k_{c0} (1 - \epsilon)}, \quad (3.48)$$

unde R_s este rezistența sarcinii ;

r_3 — rezistența circuitului indusului pentru curentul de sarcină ($r_3 = r_a + r_k + r_{pa} + r_{p3}$);

ε — gradul de compensare a reacției longitudinale a rotorului MEA.

Inductanțele proprii ale înfășurărilor se calculează plecînd de la configurația cîmpurilor magnetice ale diferitelor bobine ale MEA. Forma aproximativă a cîmpurilor magnetice ale diferitelor bobine este reprezentată în fig. 3.15.

Înfășurările de comandă concentrate ale MEA, în cazul ideal, au o distribuție dreptunghiulară a inducției și inductanțele acestora se determină cu formula

$$L'_{1x} = 0,4\pi\lambda_1 w_{1x}^2 10^{-8} \quad [\text{H}], \quad (3.49)$$

unde *permeanța pe axa longitudinală* este

$$\lambda_1 = \frac{l_a \cdot \tau}{8}, \quad (3.50)$$

iar l_a , τ și δ sînt lungimea activă a rotorului, pasul polar și întrefierul MEA cu cîmp transversal.

Înfășurarea indusului și înfășurarea de compensare fiind distribuite, în cazul ideal au o distribuție triunghiulară a inducției și *inductanțele* lor se calculează cu următoarele formule

$$L'_a = 0,4\pi\lambda_2 \frac{w_a^2}{3} 10^{-8} \quad [\text{H}]; \quad (3.51)$$

$$L'_k = 0,4\pi\lambda_3 \frac{w_k^2}{3} 10^{-8} \quad [\text{H}]. \quad (3.52)$$

Fig. 3-15. Forma cîmpurilor magnetice ale înfășurărilor MEA bipolare
 a — cîmpul înfășurării de comandă ; b) cîmpul circuitului transversal al indusului ; c — cîmpul circuitului longitudinal al indusului ,
 d — cîmpul înfășurării de compensare.

cîmp transversal (fig. 3.15) se deosebesc de curbele ideale, în formulele date mai sus se introduc coeficienți de corecție.

Din datele Biroului central de construcții „Elektroprivod“, coeficienții de corecție pentru MEA bipolare standardizate au următoarele valori :

pentru înfășurările de comandă	$k_{L1x}=0,8$
pentru înfășurarea rotorului în circuitul transversal	$k_{La2}=0,56$
pentru înfășurarea rotorului în circuitul longitudinal	$k_{La3}=0,7$
pentru înfășurarea de compensare	$k_{Lk}=0,7.$

Deci valorile reale ale inductanțelor înfășurărilor MEA cu cîmp transversal se determină cu formulele

$$\left[L_{1x} = k_{L1x} 0,4\pi\lambda_1 w_{1x}^2 10^{-8} \text{ [H]} \right]; \quad (3.53)$$

$$\left[L_{a2} = k_{La2} 0,4\pi\lambda_2 \frac{w_a^2}{3} 10^{-8} \text{ [H]} \right]; \quad (3.54)$$

$$\left[L_{a3} = k_{La3} 0,4\pi\lambda_3 \frac{w_a^2}{3} 10^{-8} \text{ [H]} \right]; \quad (3.55)$$

$$\left[L_K = k_{Lk} 0,4\pi\lambda_3 \frac{w_k^2}{3} 10^{-8} \text{ [H]} \right]. \quad (3.56)$$

Inductanța mutuală dintre diferitele înfășurări de comandă se determină plecînd de la geometria înfășurărilor și de la forma cîmpurilor magnetice.

Inductanța mutuală dintre înfășurările de comandă ca înfășurări cu geometrie identică, așezate în aceleași creștături ale statorului și avînd aceeași formă a cîmpurilor magnetice se calculează la fel ca și între două înfășurări fără scăpări :

$$M_{xy} = M_{yx} = \sqrt{L_x L_y}. \quad (3.57)$$

Inductanța mutuală dintre înfășurările de comandă și înfășurarea de compensare este apreciată cu o formulă mai complicată, deoarece geometria acesteia din urmă și cîmpul magnetic al acestei înfășurări se deosebesc de cele ale înfășurărilor de comandă.

Dacă se introduc coeficienții de corecție pentru abaterea formei reale a cîmpurilor față de cea ideală, adică dacă se consideră că între cîmpurile magnetice reale și cele ideale există relația

$$\Phi = k_{\Phi} \Phi', \quad (3.58)$$

inductanța mutuală dintre înfășurarea de comandă și înfășurarea de compensare este dată de următoarea expresie

$$M_{1k} = M_{k1} = \frac{3}{2} \frac{k_{\Phi k}}{k_{Lk}} \frac{w_1}{w_k} L_k = \frac{1}{2} \frac{k_{\Phi 1}}{k_{L1}} \frac{w_k}{w_1} L_1. \quad (3.59)$$

Coeficienții de corecție pentru fluxurile magnetice ale MEA cu cîmp transversal, după datele BCC „Elektroprivod” pentru MEA bipolare standardizate, au următoarele valori :

pentru fluxul de comandă	$k_{\Phi 1} = 0,8$
pentru fluxul transversal al rotorului	$k_{\Phi 2} = 0,65$
pentru fluxul longitudinal al rotorului	$k_{\Phi 3} = 0,81$
pentru înfășurarea de compensare	$k_{\Phi K} = 0,81$

Trebuie menționat că datorită caracterului complex al distribuției cîmpurilor magnetice, precizia determinării prin calcul a parametrilor MEA este scăzută. Pentru determinarea mai precisă a parametrilor MEA cu cîmp transversal, o importanță deosebită o au metodele experimentale și în acele cazuri cînd există posibilitate este de preferat să fie utilizate acestea, ca fiind mai indicate și mai precise.

IV. PROCESELE STAȚIONARE ÎN MAȘINILE ELECTRICE AMPLIFICATOARE CU CÎMP TRANSVERSAL

4.1. Schema funcțională a mașinii electrice amplificatoare cu cîmp transversal în regim staționar

În regimurile staționare, diferitele caracteristici ale MEA nu sînt influențate de inerție și reluctanță, de inductanțe mutuale și de cuplaje capacitive. În această privință, caracteristicile MEA în regim staționar reprezintă un caz particular al caracteristicilor acestora, din procesele tranzitorii. Corespunzător, schema funcțională a MEA în regimurile staționare reprezintă o variantă simplificată a schemei funcționale complete a acestora.

Schema funcțională a MEA la funcționarea în regimuri staționare (fig. 4.1) poate fi alcătuită pe baza schemei sale echivalente, examinate în capitolul anterior.

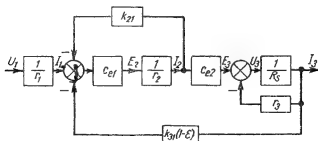


Fig 4-1 Schema funcțională a MEA pentru regimuri
staționare.

Schema examinată cuprinde : elementul circuitului transversal cuprins de reacția de curent a circuitului transversal, elementul circuitului longitudinal cuprins de reacția de curent a sarcinii în cazul compensării inexacte a reacției longitudinale a indusului și circuitul de sarcină care cuprinde sarcina și care micșorează tensiunea MEA cu valoarea căderii de tensiune din circuitul longitudinal al indusului.

Dacă parametrii tuturor elementelor MEA sînt constanți, schema ei funcțională poate fi transformată într-o schemă cu o singură buclă (fig. 4.2).

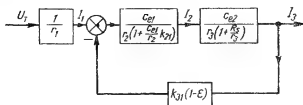


Fig. 4-2 Schema funcțională transformată a MEA pentru regimurile staționare.

În conformitate cu schemele funcționale reprezentate mai sus, factorul de amplificare al tensiunii al MEA în regimul de mers în gol poate fi scris sub forma următoare :

$$k_{e0} = \frac{c_{e1} c_{e2}}{r_1 r_2 \left(1 + \frac{c_{e1}}{r_2} k_{21} \right)} ; \quad (4.1)$$

unde $k_{21} = k'_{21} / \omega_1$.

Corespunzător factorul de amplificare al tensiunii la funcționarea în sarcină cu rezistența constantă R_s , poate fi exprimat prin următoarea relație :

$$k_{er} = \left(\frac{R_s}{r_3 + R_s} \right) \frac{k_{e0}}{1 + \frac{r_1 k_{e0}}{r_3 + R_s} k_{31} (1 - \epsilon)} . \quad (4.2)$$

În baza relațiilor date mai sus coeficientul de variație al tensiunii MEA poate fi calculat cu formula :

$$k_E = \frac{E_{30}}{U_{3n}} = \left[1 + \frac{r_1 k_{e0}}{r_3 + R_s} k_{31} (1 - \epsilon) \right] \left(\frac{r_3 + R_s}{R_s} \right) . \quad (4.3)$$

Astfel, cînd parametrii circuitelor sînt constanți, caracteristicile MEA cu cîmp transversal în regim staționar reprezintă linii drepte, iar coeficienții pentru construirea acestora pot fi determinați ușor pe cale analitică.

În realitate, însă, parametrii circuitelor MEA cu cîmp transversal nu sînt constanți. Variația cea mai importantă a acestor parametri este condiționată de neliniaritatea contactului periilor circuitului transversal și de histereza circuitului magnetic al MEA.

Ținînd seama de variația parametrilor, caracteristicile în regim staționar ale MEA sînt curbe complicate al căror calcul analitic poate fi efectuat numai pe porțiuni. De aceea, avînd în vedere variațiile neliniare ale parametrilor diferitelor circuite, caracteristicile MEA în regimuri staționare se determină de obicei grafic.

La construcția grafică a caracteristicilor se pleacă de la schema funcțională (vezi fig. 4.1), reprezentînd variațiile neliniare ale diferiților coeficienți ale elementelor prin caracteristicile respective.

4.2. Luarea în considerare a neliniarității contactului periilor circuitului transversal la determinarea caracteristicilor statice ale mașinii electrice amplificatoare cu cîmp transversal

Neliniaritatea contactului periei circuitului transversal al MEA se manifestă în abaterea de la proporționalitate, cînd se trece de la t.e.m. E_2 a primului etaj de amplificare la curentul de excitație I_2 al celui de-al doilea etaj de amplificare.

Deoarece în circuitul transversal se montează exact aceleași perii ca și în circuitul longitudinal, acestea funcționează cu densități de curent reduse de 3—4 ori, determinînd funcționarea MEA în zona unei neliniarități importante a contactului periei.

În calculele practice curba de variație a căderii de tensiune la periile circuitului transversal, poate

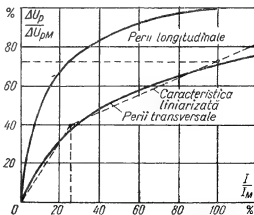


Fig. 4-3. Caracteristica de variație a căderii de tensiune la periile circuitului longitudinal și la ale celui transversal

fi aproximată cu suficientă precizie prin două segmente de dreaptă (fig. 4.3). Prin urmare, caracteristica curentului circuitului transversal în funcție de t.e.m. a acestuia, reprezintă de asemenea o linie frântă.

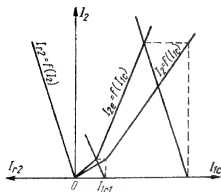


Fig. 4-4. Caracteristicile curentului circuitului transversal al MEA.

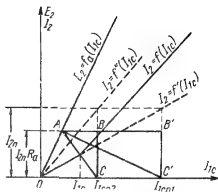


Fig. 4-5 Construirea triunghiurilor caracteristice de scurtcircuit pentru diferitele porțiuni linearizate ale caracteristicii de scurtcircuit a MEA.

După cum rezultă din fig. 4.4, când se ia în considerare reacția negativă rigidă care cuprinde elementul circuitului transversal,

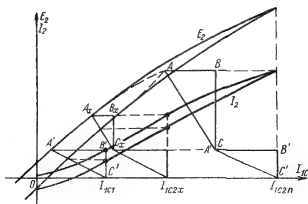


Fig. 4-6. Construirea funcției $I_2 = f(I_1)$ după caracteristica t.e.m. a circuitului transversal.

caracteristica curentului transversal al MEA rămâne o linie frântă, însă panta diferitelor segmente se micșorează sub acțiunea reacției negative.

Pentru construirea caracteristicii complete de variație a curentului I_2 , fiind dată caracteristica t.e.m. E_2 , se efectuează o construcție auxiliară a triunghiului caracteristic al circuitului transversal, reprezentată în fig. 4.5. Deoarece caracteristica de scurtcircuit este frîntă, se construiesc două triunghiuri — unul $AB'C'$ pentru curenții mici (porțiunea $O—I_{1C1}$) și cel de-al doilea ABC pentru valorile mari ale curenților de scurtcircuit (porțiunea $I_{1C1}—I_{1C2}$).

Construirea caracteristicii curentului circuitului transversal după caracteristica t.e.m. a acestuia se face prin metoda standard — pe porțiunea $O—I_{1C1}$ cu ajutorul triunghiului $AB'C'$, iar pe porțiunea $I_{1C1}—I_{1C2}$ cu ajutorul triunghiurilor $AB'C'$ și ABC (fig. 4.6).

4.3. Construcția caracteristicilor statice ale mașinii electrice amplificatoare cu cîmp transversal avînd în vedere neliniaritatea contactului periei circuitului transversal și histereza circuitului magnetic

Caracteristicile statice ale MEA cu considerarea neliniarității contactului periei și histereza circuitului magnetic, se construiesc separat pentru funcționarea în gol, pentru aprecierea factorului de amplificare k_{ea} și separat pentru variația sarcinii la semnal de comandă constant, pentru aprecierea coeficientului de variație a tensiunii k_E .

Pentru construirea *caracteristicii de mers în gol* a MEA, drept date de plecare servesc caracteristica de variație a curentului circuitului transversal, în funcție de tensiunea aplicată la înfășurarea de comandă și caracteristica de variație a t.e.m. de la ieșirea MEA în funcție de curentul circuitului transversal.

Prima din caracteristicile indicate se obține din caracteristica de variație a t.e.m. din circuitul transversal în funcție de tensiunea sau de curentul din înfășurarea de comandă și din caracteristica variației rezistenței contactului la periile circuitului transversal. Construcția acestei caracteristici este reprezentată în fig. 4.6 și este descrisă în paragraful precedent.

Construcția *caracteristicii totale de mers în gol* a MEA cu cîmp transversal (fig. 4.7) se face în trei cadrane. În cel de-al doilea și al treilea cadran se așază două sisteme de axe rectangulare în care se trasează caracteristica de variație a t.e.m. de la ieșirea MEA în funcție de curentul din circuitul transversal

$E_3 = f_2(I_2)$ și caracteristica de variație a curentului din circuitul transversal în funcție de curentul de comandă $I_2 = f_1(I_1)$. În primul cadran se așază sistemul de axe de coordonate pentru construirea caracteristicii totale de mers în gol a MEA cu câmp transversal. Construcția se efectuează prin puncte.

Dînd o valoare oarecare curentului de comandă, corespunzătoare, de exemplu, punctului a se trasează orizontala b_1a_1 și se

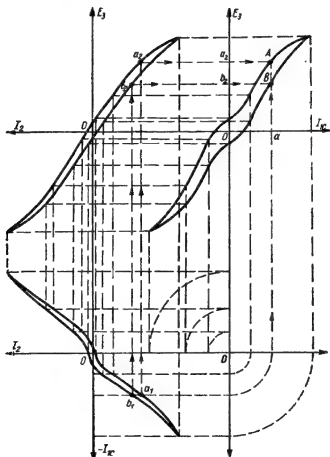


Fig. 1-7 Construirea caracteristicii de mers în gol a MEA.

găsește valoarea curentului transversal, corespunzătoare punctului b_1 pe ramura ascendentă a buclei de histerază și punctul a_1 pe ramura descendentă. Transportînd mai departe punctele a_1 și b_1

În cel de-al doilea cadran pe axa caracteristicii celui de-al doilea etaj de amplificare a MEA, se trasează liniile verticale b_1b_2 și a_1a_2 și se obțin valorile t.e.m. la ieșirea MEA pe ramura ascendentă (b_2) și pe cea descendentă (a_2) a buclei de histereză.

După ce s-a obținut valoarea t.e.m. la ieșirea MEA pentru curentul de comandă dat, se construiește în primul cadran caracteristica totală de mers în gol care interesează. Construcția punctelor A și B ale caracteristicii totale de mers în gol este indicată cu săgeți în fig. 4.7.

Repetind această construcție pentru câteva valori ale curentului de comandă, se determină punctele întregii caracteristici de mers în gol a MEA cu câmp transversal.

Pentru comparație, în fig. 4.8 este reprezentată caracteristica de mers în gol experimentală a MEA cu câmp transversal cu puterea de 4,5 kW la viteza nominală de rotație de 2 850 rot/min.

Comparând curba teoretică cu cea experimentală se poate observa că aceste curbe au aceeași alură. Datorită faptului că există două etaje de amplificare, caracteristica de mers în gol are o buclă de histereză importantă. T.e.m. remanentă, de exemplu, atinge valoarea de 10—15% U_n . În afară de aceasta, datorită neliniarității contactului periei din circuitul transversal, caracteristicile de mers în gol ale MEA au o inflexiune în zona curenților de excitație nuli.

Caracteristicile externe sau în sarcină ale MEA se obțin în baza caracteristicii de mers în gol. Luarea în considerație a reacției curentului de sarcină la compensare inexactă și a căderii de tensiune din circuitul indusului MEA datorită curentului de sarcină, se face cu ajutorul triunghiului caracteristic al circuitului longitudinal.

Caracteristicile de variație a curentului de sarcină al MEA în funcție de curentul de comandă, avînd în vedere acțiunea reacției datorită fluxului necompensat al reacției longitudinale a indu-

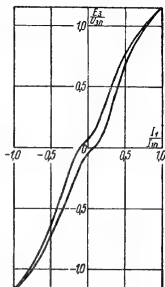


Fig. 4-8 Caracteristica experimentală de mers în gol a MEA cu periele așezate în axa neutră geometrică.

cu componentă magnetizantă a reacției indusului. În cazul compensării critice a reacției longitudinale a indusului, triunghiul caracteristic al reacției longitudinale a indusului degenerază în dreapta căderii de tensiune interioare $I_3 R_3$.

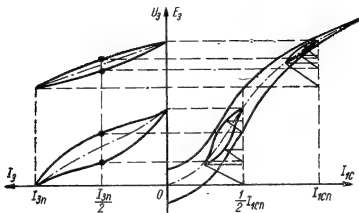


Fig. 4-11. Construirea caracteristicilor externe ale MEA la subcompensarea reacției longitudinale a indusului.

Construcția caracteristicilor externe ale MEA cu cîmp transversal cu ajutorul triunghiului caracteristic al circuitului longitudinal este reprezentată în fig. 4.11 și 4.12. La construirea caracteristicilor externe după caracteristica de mers în gol trebuie avut în vedere că vârful triunghiului caracteristic al circuitului longi-

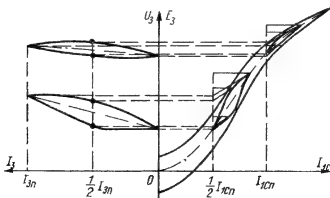


Fig. 4-12 Construirea caracteristicilor externe ale MEA la supracompensarea reacției longitudinale a indusului

tudinal este reprezentată în fig. 4.11 și 4.12. La construirea caracteristicilor externe după caracteristica de mers în gol trebuie avut în vedere că vârful triunghiului caracteristic al circuitului longi-

tudinal se va deplasa pe bucle de histereză parțiale, avînd vîrfurile pe linia mediană a buclei fundamentale a caracteristicii de mers în gol, fapt datorită căruia caracteristicile externe ale MEA cu cîmp transversal prezintă o buclă de histereză. Deoarece ciclurile parțiale de histereză sînt mai înguste la curenți de comandă

mari și buclele de histereză ale caracteristicilor externe vor fi mai înguste în cazul semnalelor de comandă puternice, decît în cazul semnalelor slabe.

Neliniaritatea caracteristicilor de mers în gol influențează mult factorul de rigiditate al caracteristicilor externe. Din fig. 4.11 și 4.12 se vede că atât subcompensarea cît și supracompensarea influențează puternic caracteristicile externe în cazul semnalelor de comandă slabe. Astfel, neliniaritatea caracteristicii de mers în gol determină neliniaritatea și instabilitatea rigidității caracteristicilor externe ale acestora.

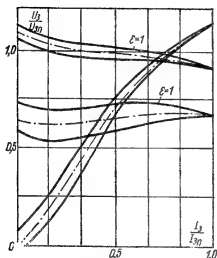


Fig. 4.13 Caracteristicile externe experimentale ale MEA pentru compensare critică.

În fig. 4.13 sînt reprezentate caracteristicile externe experimentale ale MEA cu cîmp transversal, cu puterea de 4,5 kW, la viteza de rotație nominală de 2850 rot/min și cu compensare critică. Comparînd caracteristicile reprezentate mai sus se observă că neliniaritățile și instabilitatea caracteristicilor externe sînt într-adevăr proprii MEA cu cîmp transversal neprevăzută cu mijloace speciale de corectare.

Analiza caracteristicilor statice ale MEA cu cîmp transversal, arată influența puternică de distorsionare pe care o exercită asupra acestora histereza oțelului circuitului magnetic. De aceea, pentru obținerea unor caracteristici satisfăcătoare circuitul magnetic al MEA se confecționează de obicei din oțel electrotehnic de calitate superioară și se utilizează mijloace suplimentare pentru corectarea caracteristicilor.

4.4. Demagnetizarea jugului mașinii electrice amplificatoare cu câmp transversal pentru micșorarea influenței dăunătoare a histerezei oțelului circuitului magnetic

Pentru mărirea stabilității caracteristicilor MEA cu câmp transversal în ultimii ani se utilizează demagnetizarea jugului MEA cu curent alternativ. Astfel se reușește să se micșoreze mult influența dăunătoare a histerezei oțelului circuitului magnetic, care distorsionează caracteristicile MEA.

Înfășurările de demagnetizare (ID) se amplasează de obicei pe jugul de la baza creștăturii mari a pachetului de tole al statorului MEA (fig. 4.14).

Alimentarea înfășurărilor de demagnetizare, de regulă, se face de la rețeaua de curent alternativ, iar când aceasta lipsește — de la un convertizor auxiliar.

Eficacitatea demagnetizării MEA depinde de frecvență și o dată cu micșorarea acesteia eficacitatea crește într-o oarecare măsură. Pentru ilustrația acestei teze, în fig. 4.15 sînt reprezentate

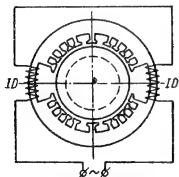


Fig. 4.14. Schema așezării înfășurărilor de demagnetizare (ID) pe statorul MEA.

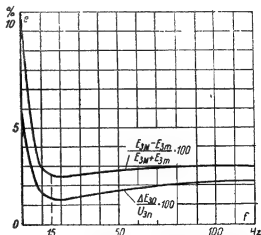


Fig. 4.15. Caracteristicile variației valorilor relative ale tensiunii remanente și ale abaterilor tensiunii în funcție de frecvența curentului de demagnetizare.

curbele de variație a tensiunii remanente relative și a abaterii relative a tensiunii MEA de la valoarea medie pentru MEA cu puteri de 2—5 kW, în funcție de frecvența curentului din înfășurarea de demagnetizare. După cum se vede din aceste curbe,

în cazul calculelor aproximative se poate considera că eficacitatea demagnetizării este constantă într-o gamă largă de variație a frecvenței.

Calculul analitic al valorii necesare a tensiunii magnetomotoare a înfășurării de demagnetizare prezintă mari dificultăți și se efectuează de obicei cu aproximație în ipoteze simplificatoare.

La calcularea înfășurărilor de demagnetizare se presupune că tensiunea magnetomotoare a acestora trebuie să fie mai mare sau egală cu valoarea forței coercitive, determinată din lățimea maximă a buclei de histereză a circuitului magnetic al MEA, adică

$$F_{ld} \geq F_{0\mu}. \quad (4.4)$$

Deoarece fluxul magnetic principal al MEA este creat de circuitul transversal de excitație, tensiunea magnetomotoare a înfășurării de demagnetizare nu trebuie să fie mai mică decât tensiunea magnetomotoare a circuitului transversal corespunzătoare t.e.m. remanente la ieșirea MEA, datorită histerezei. Formula de calcul se obține plecând de la tensiunea magnetomotoare a circuitului transversal corespunzătoare t.e.m. remanente la ieșirea MEA, luată din caracteristica de mers în gol, și de la datele nominale ale circuitului transversal al MEA :

$$F_{ld} = \frac{w_a I_{2s}}{k_{I2}} \frac{\Delta E_3}{k_E U_{3n}}. \quad (4.5)$$

unde k_{I2} este factorul de amplificare de curent al circuitului transversal, în raport cu curentul de ieșire al MEA (în medie $k_{I2} = 5 \dots 2,5$).

Numărul de spire al înfășurării de demagnetizare se determină după valoarea tensiunii magnetomotoare F_{ld} , în funcție de frecvența și de valoarea tensiunii alternative de alimentare. Pentru calculul inductanței înfășurării de demagnetizare, se poate utiliza

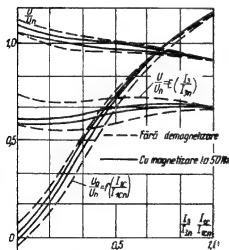


Fig. 4-16. Caracteristicile MEA cu și fără demagnetizarea jugului în curent alternativ.

inductanță specifică a acesteia care este egală cu inductanța specifică a înfășurării de comandă :

$$\frac{L_{1d}}{w_{1d}^2} \approx \frac{L_{1c}}{w_{1c}^2} . \quad (4.6)$$

Demagnetizarea jugului cu ajutorul unor înfășurări speciale de curent alternativ îmbunătățește nu numai caracteristicile de mers în gol, ci și caracteristicile externe ale MEA.

Înfășurările de demagnetizare ale MEA, sînt conectate bitilar în raport cu fluxul de comandă și cu fluxul transversal, datorită cărui fapt acestea nu influențează de loc asupra proceselor dinamice din MEA cu cîmp transversal.

După cum se vede din fig. 4.16 t.e.m. remanentă și dispersia punctelor caracteristicii de mers în gol datorită histerezei se modifică mult la demagnetizare și nu depășesc 3% din tensiunea nominală a MEA.

Dispersia punctelor caracteristicilor externe datorită histerezei se micșorează mult și în cazul folosirii demagnetizării nu depășește 2% din tensiunea nominală. Distorsiunile neliniare ale caracteristicilor externe datorită neliniarității caracteristicii de mers în gol a MEA, se păstrează în cazul demagnetizării. Pentru semnale de comandă diferite, caracteristicile externe au factori de rigiditate diferiți.

4.5. Decalarea din axa neutră a periilor circuitului transversal al mașinii electrice amplificatoare

Decalarea din axa neutră a periilor circuitului transversal al MEA, în sensul de rotație cu 1,5—3 grade electrice, se utilizează pentru stabilizarea caracteristicilor externe, deoarece numai demagnetizarea jugului MEA nu asigură constanța factorilor de rigiditate ai acestor caracteristici pentru diferite semnale de comandă.

Dacă periile circuitului transversal al MEA bipolare se decalează cu unghiul α în sensul de rotație, o parte a înfășurării indusului determinată de dublul unghiului de decalaj al periilor, 2α (fig. 4.17), creează o tensiune magnetomotoare, care acționează pe direcție longitudinală în sensul opus tensiunii magnetomotoare a înfășurării de comandă. Această tensiune magnetomotoare for-

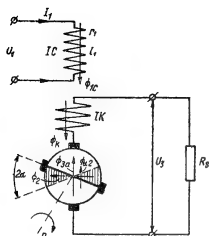


Fig. 4-17. Schema MEA la decalarea periiilor circuitului transversal cu unghiul α în sensul de rotație al indusului

MEA de 4,5 kW la un decalaj al periiilor cu o jumătate de pas pe colector (pentru $k=105$), componenta longitudinală, demagnetizantă a tensiunii magnetomotoare a indusului depășește tensiunea magnetomotoare a înfășurării de comandă a MEA ideale, aproximativ de două ori.

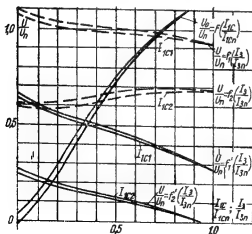


Fig. 4-18. Caracteristicile externe ale MEA la decalarea periiilor circuitului transversal cu un unghi de 1,5-3° în sensul de rotație.

mează cea de-a treia componentă a reacției negative de curent a circuitului transversal al MEA.

Tensiunea magnetomotoare a înfășurării indusului pe direcție longitudinală, la decalarea periiilor circuitului transversal cu unghiul α , se determină cu relația

$$F_a = \frac{2\alpha}{\pi} w_a I_2. \quad (4.7)$$

Deoarece tensiunea magnetomotoare a indusului MEA este de zeci de ori mai mare decât tensiunea magnetomotoare a înfășurării de comandă, chiar efectul celui mai mic decalaj al periiilor circuitului transversal este suficient de mare. De exemplu, la

De aceea, chiar un decalaj mic al periiilor circuitului transversal în sensul de rotație al indusului, determină o micșorare importantă a factorului de amplificare al puterii MEA și pentru obținerea uneia și aceleiași tensiuni la ieșire, trebuie măriti mult curenții de comandă. Însă reacția negativă puternică datorită decalajului periiilor transversale stabilizează bine toate caracteristicile MEA și în particular, dă posibilitate de a asigura o ri-

găditate aproximativ constantă a caracteristicilor externe ale MEA.

În fig. 4.18 sînt reprezentate caracteristicile externe ale MEA cu jugul demagnetizat, cu periile transversale așezate riguros în axa neutră și în cazul cînd acestea sînt decalate în sensul de rotație al indusului. După cum se vede din figură, în cazul decalării periilor și micșorării factorului de amplificare de tensiune al MEA aproximativ de două ori, caracteristicile de ieșire se obțin aproape riguros liniare, cu pante egale.

Prin urmare, un decalaj mic al periilor circuitului transversal rezolvă problema liniarizării și stabilizării caracteristicilor statice ale MEA cu cîmp transversal.

V. PROCESE TRANZITORII ÎN MAȘINILE ELECTRICE AMPLIFICATOARE CU CÎMP TRANSVERSAL

5.1. Ipoteze simplificatoare și apercieri tip pentru cercetarea proceselor tranzitorii din mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal

În regimurile tranzitorii ale MEA cu cîmp transversal, în afara fluxurilor magnetice principale — al înfășurării de comandă, al reacției indusului pe axa transversală și cea longitudinală și al înfășurării de compensare, intervin fluxurile de inducție mutuală, atât între înfășurările statorului cit și între înfășurările statorului și indusului. Fluxurile de inducție mutuală induc în circuitele corespunzătoare ale MEA, t.e.m. care determină o anumită desfășurare a proceselor tranzitorii față de cazul ideal cînd fluxurile de inducție mutuală ar lipsi.

Pentru ușurarea analizei matematice a proceselor tranzitorii din MEA se adoptă de obicei următoarele ipoteze simplificatoare :

1) se presupune că circuitele magnetice ale MEA pe axa longitudinală și pe cea transversală sînt nesaturate, stare pentru care se pot considera constanți toți coeficienții ce caracterizează procesele electromagnetice din circuite ;

2) rezistența contactului periilor circuitului transversal al MEA se presupune constantă ;

3) se neglijează variația parametrilor circuitelor MEA datorită încălzirii ;

4) se presupune că coeficientul de cuplaj dintre înfășurările statorului MEA este egal cu unitatea, adică $M_{xy} = \sqrt{L_x L_y}$;

5) t.e.m. datorită fluxurilor de inducție mutuală se iau în considerație numai în circuitele înfășurărilor de comandă, iar în circuitele de forță ale MEA (cel transversal și cel longitudinal ale indusului), aceste t.e.m. se neglijează ca fiind valori mici.

În cazul unor asemenea ipoteze simplificatoare, toate circuitele MEA cu cîmp transversal pot fi descrise prin ecuații diferențiale liniare cu coeficienți constanți, care se rezolvă cel mai simplu,

prin metoda calculului operațional avînd la bază transformarea lui Laplace sau prin metoda frecvențelor cu ajutorul caracteristicilor reale de frecvență.

Pentru aprecierea proceselor tranzitorii, de obicei sînt tipice perturbațiile unitare în formă de salturi bruște ale tensiunii aplicate.

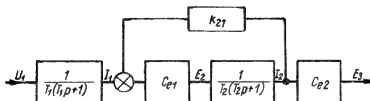


Fig. 5-1. Schema funcțională simplificată a MEA.

cate la înfășurarea de comandă sau variația bruscă a rezistenței de sarcină pe care funcționează MEA, cu tensiune de comandă constantă.

În cazul cel mai simplu, avînd în vedere inductanța circuitului înfășurării de comandă și a circuitului transversal (fig. 5.1), ecuația procesului tranzitoriu din MEA, pentru conectarea înfășurării sale de comandă la o tensiune constantă, poate fi scrisă sub următoarea formă :

$$[T_1 T_2' p^2 + (T_1 + T_2') p + 1] e_3 = \frac{c_{e1} c_{e2}}{r_1 r_2 \left(1 + \frac{c_{e1}}{r_2} k_{21}\right)} U_1. \quad (5.1)$$

Astfel, în ceea ce privește caracteristicile dinamice, MEA poate fi considerată ca un element de gradul II.

Ecuația generală a elementului de gradul II are forma :

$$\left[\frac{p^2}{v_0^2} + 2 \frac{h_0}{v_0} p + 1 \right] y = kx, \quad (5.2)$$

unde v_0 este frecvența proprie de oscilație a elementului,

h_0 — factorul de amortizare a oscilațiilor elementului;

k — factorul de amplificarea elementului.

Aceste mărimi sînt parametrii principali care caracterizează proprietățile dinamice ale elementelor de gradul II ale sistemelor de comandă automată.

Coeficienții ecuației simplificate a MEA cu câmp transversal, care caracterizează proprietățile dinamice ale acesteia ca element de gradul II, pot fi scriși sub forma următoare :

a) factorul de amplificarea al tensiunii

$$k_{ea} = \frac{c_{e1} c_{e2}}{r_1 r_2 \left(1 + \frac{c_{e1}}{r_2} k_{21} \right)} ; \quad (5.3)$$

b) frecvența oscilațiilor proprii :

$$\nu_0 = \frac{1}{\sqrt{T_1 T_2}} ; \quad (5.4)$$

c) factorul de amortizare

$$h_0 = \frac{T_1 + T_2}{2 \sqrt{T_1 T_2}} . \quad (5.5)$$

Procesul tranzitoriu în MEA la aplicarea bruscă a unei tensiuni continue de comandă U_1 poate fi determinat ca la un element de gradul II, cu ajutorul transformării inverse corespunzătoare a funcției de transfer a MEA :

$$E_3(t) = k_{ea} U_1 \left[1 + \frac{1}{\sqrt{1-h_0^2}} e^{-h_0 \nu_0 t} \sin(\sqrt{1-h_0^2} \nu_0 t + \gamma_0) \right] ; \quad (5.6)$$

această expresie poate fi scrisă de asemenea sub forma :

$$E_3(t) = E_{3p} + \frac{E_{3p}}{\sqrt{1-h_0^2}} e^{-h_0 \nu_0 t} \sin(\sqrt{1-h_0^2} \nu_0 t + \gamma_0), \quad (5.7)$$

unde

$$\gamma_0 = \arctg \left(\frac{\sqrt{1-h_0^2}}{h_0} \right). \quad (5.8)$$

În mod analog poate fi determinată și expresia pentru procesul tranzitoriu al curentului de sarcină al MEA pentru $R_s = \text{const.}$:

$$I_3(t) = I_{3p} + \frac{I_{3p}}{\sqrt{1-h_s^2}} e^{-h_s \nu_s t} \sin(\sqrt{1-h_s^2} \nu_s t + \gamma_s) ; \quad (5.9)$$

unde

$$\gamma_s = \arctg \left(\frac{\sqrt{1-h_s^2}}{h_s} \right).$$

În fig. 5.2 sînt reprezentate caracteristicile proceselor tranzitorii ale MEA la conectarea unei tensiuni continue în circuitul de comandă.

Proprietățile dinamice ale MEA cu cîmp transversal pot fi apreciate și după caracteristicile de frecvență ale acestora. În

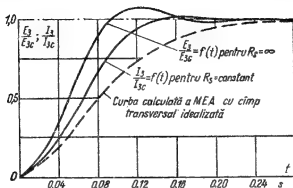


Fig. 5.2. Caracteristicile proceselor tranzitorii ale MEA în cazul conectării circuitului de comandă la o tensiune constantă.

acest scop se folosesc de obicei caracteristicile logaritmice atenuare-frecvență (CLA) și fază-frecvență (CLF).

Caracteristicile logaritmice de frecvență ale MEA cu cîmp transversal, ca element oscilant de gradul II, sînt descrise de următoarele ecuații :

$$L_{eo} \left(\frac{\omega}{\nu_0} \right) = 20 \lg k_{eo} - 20 \lg \left| \left(1 - \frac{\omega^2}{\nu_0^2} \right) + 2h_0 j \left(\frac{\omega}{\nu_0} \right) \right|; \quad (5.10)$$

$$\varphi_{eo} \left(\frac{\omega}{\nu_0} \right) = \arctg \frac{2h_0 \left(\frac{\omega}{\nu_0} \right)}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\nu_0^2} \right)}. \quad (5.11)$$

Caracteristicile logaritmice de frecvență pot fi ridicate experimental sau calculate cu ajutorul parametrilor circuitelor MEA.

Pentru aprecierea proprietăților dinamice ale MEA după caracteristicile logaritmice de frecvență ale acestora (fig. 5.3) la frecvența relativă a oscilațiilor egală cu unitatea $\left(\frac{\omega}{\nu_0} = 1 \right)$, se determină mai întîi atenuarea după caracteristica logaritmice atenuare

frecvența, $L_{e0}(1) = A$ [dB], iar apoi din caracteristica auxiliară $A(1) = f(h_0)$, reprezentată în fig. 5.4, se determină factorul de amortizare a procesului.

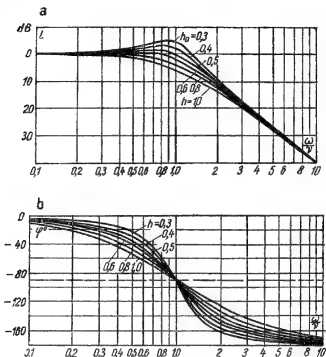


Fig. 5.3. Caracteristicile logaritmice atenuare-frecvență (a) și fază-frecvență (b) standardizate ale elementului oscilant.

Factorul de amplificare al elementului se determină direct din caracteristica de atenuare-frecvență după valoarea atenuării la o frecvență apropiată de zero.

Frecvența proprie de oscilație este frecvența pentru care ordonata caracteristicii fază-frecvență este egală cu $\varphi(1) = -\frac{\pi}{2}$ (fig. 5.3, b)

Forma proceselor tranzitorii din MEA cu câmp transversal poate fi determinată din caracteristicile de timp standard ale proceselor elementelor oscilante de gradul II (fig. 5.5) la valoarea dată a factorului de amortizare h_0 , sau apreciată prin construirea procesului tranzitoriu al MEA după caracteristica reală de frecvență a acestuia.

Caracterul oscilant al proceselor tranzitorii din MEA este determinat în special de prezența diferitelor reacții interioare. Studiul simplificat al proceselor tranzitorii din MEA duce în

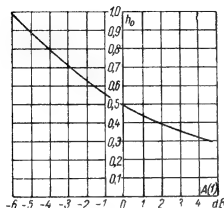


Fig. 5-4. Caracteristica variației logaritmului atenuării CLA unitare, pentru frecvența de rezonanță, în funcție de valoarea factorului de amortizare.

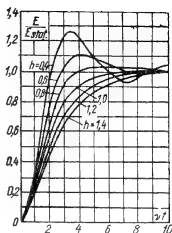


Fig. 5-5. Procesele tranzitorii în elementul oscilant de gradul II pentru diferite valori ale factorului de amortizare a oscilațiilor.

de-auna la o soluție corespunzătoare unui caracter aperiodic de desfășurare a proceselor, și prin urmare, introduce întotdeauna o eroare importantă în calcul.

Caracterul oscilant al proceselor tranzitorii din MEA cu câmp transversal, datorită prezenței reacțiilor interioare, determină cea mai înaltă rapiditate a acestora în comparație cu celelalte tipuri de mașini electrice amplificatoare.

Caracterul oscilant al proceselor tranzitorii din MEA cu câmp transversal de obicei este redus și poate fi caracterizat printr-un factor de amortizare h_0 în jurul valorii 0,8. Dacă se deplasează periiile circuitului transversal al MEA în sensul de rotație, caracterul oscilant al proceselor tranzitorii crește și factorul de amortizare scade pînă la valoarea $h_0=0,6$.

Dacă MEA funcționează în sarcină, factorul de amortizare h_s variază în funcție de gradul de compensare și de caracterul sarcinii.

5.2. Luarea în considerare a fenomenelor de inducție mutuală a diferitelor circuite și a înfășurării de compensare la cercetarea proceselor tranzitorii din mașinile electrice amplificatoare cu câmp transversal

În decursul regimurilor tranzitorii, înfășurările MEA cu câmp transversal, fiind așezate pe un circuit magnetic comun, în afara fluxurilor magnetice principale, creează de asemenea și fluxuri magnetice de inducție mutuală.

În cazul general, imaginea câmpurilor magnetice din MEA cu câmp transversal poate fi reprezentată schematic așa cum se arată în fig. 5.6.

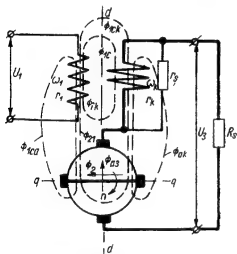
Pe axa $d-d$ acționează trei fluxuri magnetice principale: fluxul înfășurării de comandă Φ_{1c} ; fluxul demagnetizant al reacției longitudinale a indusului Φ_{a3} și fluxul înfășurării de compensare Φ_{1k} . În afară de aceasta, tot aici acționează și fluxul longitudinal al circuitului transversal Φ_{21} , datorită reacției secțiilor în comutație ale circuitului transversal și pierderilor în tierul rotorului produse de fluxul transversal.

Pe axa $q-q$ acționează fluxul magnetic Φ_2 . Influența

Fig. 5-6. Schema interacțiunii fluxurilor magnetice la MEA în regimurile nestaționare Φ_{1c} ; Φ_{1k} ; Φ_{a3} — fluxurile de pe axa longitudinală; Φ_2 — fluxul de pe axa transversală; Φ_{1ck} ; Φ_{1ca} ; Φ_{ka} — fluxurile de inducție mutuală ale circuitelor.

cea mai puternică asupra proceselor tranzitorii o au fluxurile de inducție mutuală care acționează între înfășurări pe axa longitudinală.

Dintre fluxurile de inducție mutuală care acționează pe axa longitudinală a MEA, se deosebesc de obicei următoarele: fluxul de inducție mutuală dintre înfășurarea de comandă și circuitele secțiilor în comutație și ale curenților turbionari ai circuitului transversal, Φ_{21} ; fluxul de inducție mutuală dintre înfășurarea de comandă și circuitul înfășurării de compensare Φ_{1ck} ; fluxul



de inducție mutuală dintre înfășurarea de comandă, înfășurarea de compensare și înfășurarea rotorului Φ_{alc} și Φ_{alc} .

La examinarea influenței inducției mutuale dintre înfășurările și circuitele longitudinale se fac aceleași ipoteze care s-au făcut și pentru fluxurile magnetice principale, adică toate circuitele MEA cu câmp transversal se consideră liniare.

La examinarea influențelor inducției mutuale din MEA, considerată ca element liniar, se utilizează principiul suprapoziției, pentru care influența inducției mutuale pentru fiecare înfășurare se determină separat.

Regimul tip pentru aprecierea influențelor inducției mutuale din MEA cu câmp transversal, este considerat regimul conectării bruște a înfășurării cercetate sau a circuitului cercetat la o tensiune continuă constantă.

A. Influența inducției mutuale dintre înfășurarea de comandă și circuitul transversal al MEA

Fluxul magnetic longitudinal demagnetizant al circuitului transversal datorită curenților din secțiunile aflate în comutație, pierderilor în fier și unei părți a înfășurării indusului, când se decalază perile transversale din axa neutră, în afara reacției anterioare negative rigide cu coeficientul k_{21} , determină și un cuplaj inductiv mutual între circuitul transversal și circuitul înfășurării de comandă a MEA.

Deoarece inducția mutuală dintre circuitul înfășurării de comandă și circuitul transversal influențează foarte puțin curentul circuitului transversal, inductanța mutuală dintre circuitul transversal și circuitul înfășurării de comandă se ia în considerație, de obicei, unilateral, numai în curentul echivalent al înfășurării de comandă :

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= r_1(T_1 p + 1) I_1 + M_{21} p I_2 ; \\ 0 &= -\frac{c_{e1}}{r_2} I_1 + \left[T_2 p + \left(1 + \frac{c_{e1}}{r_2} k_{21} \right) \right] I_2 . \end{aligned} \right\} \quad (5.12)$$

Neglijînd distanța dintre circuitul transversal și circuitul înfășurării de comandă, se adoptă :

$$M_{21} \approx \sqrt{L_1 L_{21}} . \quad (5.13)$$

Luînd raportul dintre inductanţele proprii

$$\frac{L_{21}}{L_1} = \left(\frac{k'_{21}}{w_1} \right)^2 = k_{12}^2, \quad (5.14)$$

inductanţa mutuală dintre circuitul înfăşurării de comandă şi circuitul transversal se determină prin relaţia simplă

$$M_{21} = k_{21} \cdot L_1. \quad (5.15)$$

Astfel valoarea echivalentă a curentului de comandă, avînd în vedere influenţa inducţiei mutuale dintre circuitul transversal şi circuitul longitudinal, se poate exprima prin următoarea funcţie de transfer :

$$I'_1(p) = \frac{U_1 - k_{21} L_1 p I_2}{r_1 (T_1 p + 1)}. \quad (5.16)$$

Plecînd de la cele spuse, influenţa inducţiei mutuale dintre circuitul transversal şi circuitul înfăşurării de comandă este luată în consideraţie ca o reacţie interioară elastică de curent a circuitului transversal, cu coeficientul de reacţie ($k_{21} L_1 p$).

B. Influenţa inducţiei mutuale dintre înfăşurarea de comandă şi circuitul înfăşurării de compensaţie a MEA

Înfăşurarea de compensare cu reostatul de suntare formează un circuit închis faţă de fluxul de inducţie mutuală al înfăşurării de comandă.

Examinînd influenţa inducţiei mutuale dintre înfăşurarea de comandă şi circuitul înfăşurării de compensare, se pot scrie următoarele ecuaţii pentru cazul conectării înfăşurării de comandă la o tensiune constantă U_1 :

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= L_1 p I_1 + r_1 I_1 + M_{k1} p I_{ks}; \\ 0 &= M_{1k} p I_1 + L_k p I_{k\varphi} + r_{k\varphi} I_{k\varphi}. \end{aligned} \right\} \quad (5.17)$$

În cazul unor scăpări relativ mici între înfăşurarea de comandă şi înfăşurarea de compensare a MEA se presupune că factorul de cuplaj dintre aceste înfăşurări este egal cu unitatea, adică

$$M_{1k} = M_{k1} = \sqrt{L_1 L_k}. \quad (5.18)$$

În acest caz relația dintre inductanțele proprii ale înfășurării de compensare și înfășurării de comandă poate fi scrisă sub următoarea formă :

$$\frac{L_k}{L_1} = \left(\frac{k_{wk} w_{lk}}{w_1} \right)^2 = k_{tk}^2, \quad (5.19)$$

unde k_{wk} este un coeficient care ia în considerație caracterul distribuit al înfășurării de compensare ;

k_{tk} — factorul de transformare dintre înfășurarea de comandă și înfășurarea de compensare a MEA.

Introducînd în ecuațiile (5.17) relațiile (5.18) și (5.19) găsim expresia curenților din înfășurarea de comandă și din circuitul înfășurării de compensare :

$$I_1(p) = \frac{U_1}{r_1} \frac{(T_k p + 1)}{[(T_1 + T_k) p + 1]} ; \quad (5.20)$$

$$I_{ks}(p) = \frac{-\frac{U_1}{r_1} \frac{1}{k_{tk}} T_k p}{[(T_1 + T_k) p + 1]} . \quad (5.21)$$

Tensiunea magnetomotoare a acestor înfășurări, care acționează pe axa longitudinală a MEA, se determină ca suma tensiunii magnetomotoare a înfășurării de comandă datorită curențului I_1 și cea a înfășurării de compensare datorită curențului I_{ks} :

$$(Iw)_{1k} = (Iw)_1 + k_{wk} I_{ks} w_{lk}, \quad (5.22)$$

$$\text{sau} \quad (Iw)_{1k} = \frac{w_1 \frac{U_1}{r_1}}{[(T_1 + T_k) p + 1]} . \quad (5.23)$$

Comparînd expresiile pentru creșterea tensiunii magnetomotoare în circuitul longitudinal datorită înfășurării de comandă separate și datorită înfășurării de comandă cuplată cu circuitul înfășurării de compensare se vede că influența acesteia din urmă poate fi reprezentată printr-un circuit echivalent înfășurării de comandă separate cu o constantă de timp echivalentă, egală cu suma constantelor de timp, a circuitului înfășurării de comandă și cea a circuitului înfășurării de compensare, adică

$$I_{1M}(p) = \frac{\frac{U_1(p)}{r_1}}{[(T_1 + T_k) p + 1]} = \frac{\frac{U_1(p)}{r_1}}{(T_{1k} p + 1)} ; \quad (5.24)$$

unde $T_k = \frac{L_k}{r_k + r_{sk}}$ — este constanta de timp a circuitului înfășurării de compensare;

$T_1 = L_1/r_1$ — constanta de timp a circuitului înfășurării de comandă separate.

Constanta de timp totală este

$$T_{1k} = T_1 + T_k. \quad (5.25)$$

C. Influența inducției mutuale dintre înfășurările circuitului longitudinal la conectarea bruscă a sarcinii

Schema interacțiunii dintre înfășurările circuitului longitudinal al MEA cu cîmp transversal la conectarea bruscă a sarcinii este reprezentată în fig. 5.7.

Cînd MEA este conectată la sarcină ia naștere un proces tranzitoriu, care determină o influență suplimentară a curentului de sarcină asupra curenților înfășurărilor așezate în axa longitudinală. În acest caz apar fluxuri de inducție mutuală între înfășurările indusului și înfășurarea de comandă (Φ_{a1}), cu circuitul

transversal (Φ_{a2}) și cu circuitul înfășurării de compensare (Φ_{ak}), cîl și între înfășurarea de compensare și înfășurarea de comandă (Φ_{k1}), circuitul transversal (Φ_{k2}) și înfășurarea indusului (Φ_{ka}).

Pentru simplificare se poate adopta cu o eroare mică, că fluxurile Φ_{ak} și Φ_{ka} al înfășurării indusului și al înfășurării de comandă, în cazul compensării critice se echilibrează reciproc și acțiunea lor comună nu determină t.e.m. de inducție mutuală în circuitele altor înfășurări ale MEA.

În afara apariției fluxurilor de inducție mutuală, are loc o redistribuire a curenților între înfășurarea

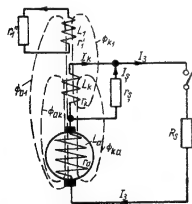


Fig. 5-7. Schema interacțiunii dintre înfășurările circuitului longitudinal al MEA la conectarea sarcinii.

de compensare și reostatul de șuntare al acesteia, în urma căreia apare o necompensare dinamică suplimentară care modifică caracterul desfășurării proceselor tranzitorii din MEA.

Astfel influența curentului de sarcină asupra proceselor tranzitorii din MEA se ia în considerare numai în legătură cu com-

pensarea incompletă a reacției longitudinale a indusului și în legătură cu apariția necompensării dinamice suplimentare în circuitul înfășurării de compensare.

În cazul ipotezelor făcute mai sus, pentru aprecierea cantitativă a influenței înfășurărilor axei longitudinale asupra proceselor tranzitorii din MEA în sarcină, pot fi scrise următoarele ecuații :

$$\left. \begin{aligned} -r_{sk}(I_3 - I_k) &= (L_k p + r_k) I_k + \frac{1}{k_{ik}} L_k p I_1 - L_k p I_3, \\ 0 &= (L_1 p + r_1) I_1 + k_{ik} L_1 p (I_3 - I_k), \end{aligned} \right\} \quad (5.26)$$

de unde se obține expresia pentru curentul din înfășurarea de compensare a MEA :

$$I_k = I_3 \left(\frac{r_s}{r_k + r_s} \right) \frac{\left[\left(T_1 + \left(\frac{r_k + r_s}{r_s} \right) T_k \right) p + 1 \right]}{[(T_1 + T_k) p + 1]}. \quad (5.27)$$

Tensiunea magnetomotoare suplimentară care apare în circuitul longitudinal al MEA la conectarea sarcinii, este determinată de diferența dintre tensiunile magnetomotoare a reacției longitudinale a indusului și a înfășurării de compensare :

$$F_\Delta = I_3 w_a - I_k w_{ik} = I_3 w_a \left\{ 1 - \frac{w_{ik}}{w_a} \left(\frac{r_s}{r_k + r_s} \right) \frac{\left[\left(T_1 + \left(\frac{r_k + r_s}{r_s} \right) T_k \right) p + 1 \right]}{[(T_1 + T_k) p + 1]} \right\}. \quad (5.28)$$

Gradul de compensare a reacției longitudinale a indusului MEA, se determină cu relația

$$\varepsilon = \frac{w_k}{w_a} \left(\frac{r_s}{r_k + r_s} \right), \quad (5.29)$$

unde r_s este rezistența reostatului care șuntează înfășurarea de compensare ;

r_k — rezistența înfășurării de compensare a MEA.

Avînd în vedere expresia precizată a gradului de compensare, ecuația tensiunii magnetomotoare suplimentare a circuitului longitudinal al MEA, în cazul conectării bruște a sarcinii, poate fi scrisă sub forma următoare :

$$F_\Delta = I_3 w_a \left[(1 - \varepsilon) + \frac{\varepsilon \frac{r_k}{r_s} T_k p}{[(T_1 + T_k) p + 1]} \right]. \quad (5.30)$$

Astfel, acțiunea sarcinii asupra proceselor tranzitorii din MEA cu câmp transversal, este luată în considerație prin componenta tensiunii magnetomotoare longitudinale datorită valorii staționare a subcompensării :

$$F'_\Delta = I_3 w_a (1 - \varepsilon) \quad (5.31)$$

și prin componenta tensiunii magnetomotoare longitudinale datorită necompensării dinamice :

$$F''_\Delta = I_3 w_a \frac{T'_k p}{[(T_1 + T_k) p + 1]} \quad (5.32)$$

În mod corespunzător luarea în considerație a influenței sarcinii asupra proceselor tranzitorii se poate face printr-o reacție rigidă și una elastică ale curentului de sarcină.

Raportînd înfășurarea indusului MEA la numărul de spire al înfășurării de comandă w_1 , se obține că pentru considerarea gradului de compensare staționar, în schema funcțională a MEA trebuie introdusă o reacție de curent rigidă cu funcția de transfer determinată de relația :

$$W'_{princ}(p) = \frac{\Delta I_1(p)}{I_3(p)} = \frac{N_a}{4a^2 w_1} (1 - \varepsilon) = k_{31} (1 - \varepsilon). \quad (5.33)$$

Pentru aprecierea necompensării dinamice, în schema funcțională se introduce o reacție elastică a curentului de sarcină care acționează în sens opus tensiunii aplicată înfășurării de comandă și care este caracterizată prin funcția de transfer

$$W''_{princ}(p) = \frac{\Delta U_1(p)}{\xi I_3(p)} = r_1 \frac{N_a}{4a^2 w_1} T'_k p = r_1 k_{31} T'_k p; \quad (5.34)$$

aici coeficientul reacției de sarcină k_{31} este dat de reacția

$$k_{31} = \frac{N_a}{4a^2 w_1}, \quad (5.35)$$

iar constanta de timp echivalentă a înfășurării de compensare este

$$T'_k = \left(\frac{\frac{w_k}{w_a}}{1 + \frac{r_g}{r_k}} \right) T_k. \quad (5.36)$$

5.3. Schema funcțională a mașinii electrice amplificatoare cu câmp transversal pentru cercetarea proceselor dinamice

Schema funcțională a MEA este destinată simplificării cercetării caracteristicilor acesteia, atât în regimurile permanente cât și în cele tranzitorii. Această schemă permite de asemenea simplificarea cercetării sistemelor de automatizare cu MEA.

După cum se vede din fig. 5.8, schema funcțională a MEA cu câmp transversal care funcționează cu o sarcină activă, conține trei circuite cu reacții rigide și două circuite cu reacții elastice.

Circuitul principal de trecere a semnalului de comandă este format din următoarele elemente legate în serie: elementul de transformare a semnalului de comandă U_1 în curentul de excitație al primului etaj de amplificare I_1 ; elementul de transformare a curentului I_1 în t.e.m. a celui de-al doilea etaj E_2 ; elementul de transformare a t.e.m. E_2 în curentul de excitație al celui de-al doilea etaj de amplificare I_2 ; elementul de transformare a curentului I_2 în t.e.m. la ieșire E_3 și transformarea din elementul de sarcină a t.e.m. E_3 în curentul de sarcină I_3 .

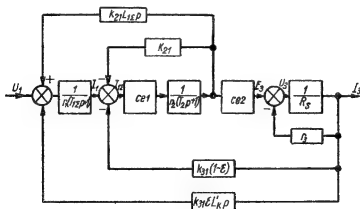


Fig 5-8 Schema funcțională a MEA în regim tranzitoriu

Acțiunea demagnetizantă a circuitului transversal asupra celui longitudinal este luată în considerare printr-o reacție rigidă $k_{21}I_2$, care modifică în mod corespunzător curentul de excitație al primului etaj de amplificare.

Acțiunea demagnetizantă sau magnetizantă a fluxului de subcompensare a reacției longitudinale a indusului este luată în con-

siderare printr-o reacție rigidă a curentului de sarcină, $k_{31}(1-\varepsilon)I_3$, care de asemenea modifică curentul de excitație al primului etaj de amplificare a MEA cu câmp transversal.

Căderea de tensiune din circuitul longitudinal al indusului MEA la funcționarea în sarcină se ia în considerare printr-o reacție rigidă care crează la intrarea sarcinii tensiunea U_3 .

Influența inducției mutuale dintre circuitul înfășurărilor de comandă și circuitul înfășurării de compensare se ia în considerare prin introducerea în funcția de transfer a elementului de transformare a tensiunii U_1 în curentul I_1 a constantei de timp totale, $T_{1\Sigma}$.

Influența inducției mutuale dintre circuitul transversal și circuitul înfășurării de comandă se ia în considerare în schema funcțională printr-o reacție elastică a curentului circuitului transversal ($k_{21}L_{1\Sigma}\rho I_2$) care modifică în mod corespunzător tensiunea echivalentă a semnalului de comandă.

Influența inducției mutuale dintre circuitul de sarcină și circuitul înfășurării de comandă se ia în considerare cu ajutorul unei reacții elastice a curentului de sarcină ($k_{31}\varepsilon L_k'\rho I_3$) care de asemenea modifică tensiunea echivalentă a semnalului de comandă.

Astfel, schema funcțională reprezentată în fig. 5.8 ia în considerare toate interacțiunile principale dintre circuitele MEA cu câmp transversal și este utilă pentru analiza funcționării acestora în regimurile permanente și tranzitorii. În cazul modificării caracterului sarcinii se modifică numai schema funcțională a elementului sarcinii, iar schema funcțională a MEA cu câmp transversal nu se schimbă.

5.4. Procesele tranzitorii din mașinile electrice amplificatoare cu câmp transversal la funcționarea în gol

Pentru analizarea regimurilor tranzitorii ale MEA cu câmp transversal la funcționarea în gol, este rațional să se utilizeze schema funcțională parțială a acestora fără elementele circuitului de sarcină și ale circuitului reacției de sarcină (fig. 5.9, a). Din această schemă se determină în primul rând funcția de transfer a MEA înlocuind elementele înconjurate de reacții prin elemente echivalente.

Înlocuind ochiul de circuit înconjurat de reacția rigidă a curentului circuitului transversal printr-un element echivalent, se obține funcția sa de transfer sub forma :

$$W_{12}(p) = \frac{I_2(p)}{I_1(p)} = \frac{\frac{c_{e1}}{r_2(1+\alpha_2)}}{\left[\left(\frac{T_2}{1+\alpha_2} \right) p + 1 \right]}, \quad (5.37)$$

unde valoarea echivalentă a coeficientului reacției curentului circuitului transversal se determină din relația

$$\alpha_2 = \frac{c_{e1}}{r_2} k_{21}. \quad (5.38)$$

După această transformare schema funcțională a MEA se simplifică (fig. 5.9, b).

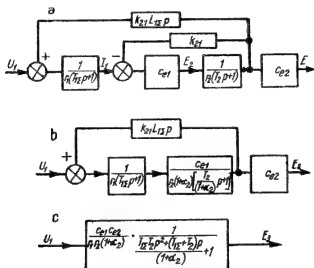


Fig. 5.9. Schema funcțională a MEA la mersul în gol (a) și transformarea acesteia (b și c)

Înlocuind mai departe ochiul de circuit înconjurat de reacția elastică printr-un element echivalent (fig. 5.9, c) se obține expresia rezultantă a funcției de transfer a MEA la funcționarea în gol.

$$W_{e0}(p) = \frac{E_{30}(p)}{U_1(p)} = \frac{\frac{c_{e1} c_{e2}}{r_1 r_2 (1 + \alpha_2)}}{\frac{T_1 T_2}{(1 + \alpha_2)} p^2 + \frac{(T_1 \Sigma + T_2)}{(1 + \alpha_2)} p + 1}. \quad (5.39)$$

Conform expresiei obținute la funcționarea în gol, MEA cu câmp transversal poate fi reprezentată ca un element oscilant de gradul II cu funcția de transfer

$$W_{e0}(p) = \frac{k_{e0}}{\frac{p^2}{\nu_0^2} + 2 \frac{h_0}{\nu_0} p + 1}, \quad (5.40)$$

unde k_{e0} este factorul de amplificarea al tensiunii MEA :

$$k_{e0} = \frac{c_{e1} c_{e2}}{r_1 r_2 (1 + \alpha_2)};$$

ν_0 — frecvența proprie de oscilație a MEA :

$$\nu_0 = \sqrt{\frac{1 + \alpha_2}{T_1 \Sigma T_2}};$$

h_0 — factorul de amortizare al oscilațiilor din MEA :

$$h_0 = \frac{T_1 \Sigma + T_2}{2 \sqrt{T_1 \Sigma T_2 (1 + \alpha_2)}}.$$

Parametrii funcției de transfer a MEA, ca element oscilant, se calculează ușor din parametrii circuitelor acestuia și ai reacțiilor interioare.

Procesul tranzitoriu al MEA la funcționarea în gol se determină cu ajutorul funcției sale de transfer și al formulei transformării inverse pentru elementul oscilant de gradul II :

$$E_{30}(t) = k_{e0} U_1 + \frac{k_{e0} U_1}{\sqrt{1 - h_0^2}} e^{-h_0 \nu_0 t} \sin(\sqrt{1 - h_0^2} \nu_0 t + \gamma_0); \quad (5.41)$$

unde

$$\gamma_0 = \arctg \frac{\sqrt{1 - h_0^2}}{h_0}.$$

Paralel cu aprecierea proprietăților MEA după funcția sa de transfer, în practica modernă a calculului ingineresc se utilizează pe scară largă caracteristicile logaritmice de frecvență ale elementelor și sistemelor.

Caracteristicile corespunzătoare ale MEA cu câmp transversal la funcționarea în gol se determină pe baza funcției de transfer a acestuia, cu ajutorul caracteristicilor logaritmice de frecvență standard ale elementelor de gradul II (vezi fig. 5.3) și după valoarea factorului de amortizare h_0 , sau se obțin prin calcul.

La ridicarea caracteristicilor logaritmice de frecvență ale MEA cu câmp transversal se folosește de obicei metoda aproximațiilor cu precizarea ulterioară după curbele de corecție.

Pentru construirea prin aproximație a caracteristicilor logaritmice se presupune că caracteristica logaritmică atenuare-frecvență a MEA este descrisă de ecuația

$$L_{e0}\left(\frac{\omega}{\nu_0}\right) = 20 \lg k_{e0} - 20 \lg \left| \left(1 - \frac{\omega^2}{\nu_0^2} \right) + 2h_0 j \left(\frac{\omega}{\nu_0} \right) \right|. \quad (5.42)$$

Cînd $\left(\frac{\omega}{\nu_0}\right)$ variază în limitele de la 0 la 1,

$$L'_{e0}\left(\frac{\omega}{\nu_0}\right) \approx 20 \lg k_{e0} - 20 \lg 1 = 20 \lg k_{e0},$$

iar cînd $\left(\frac{\omega}{\nu_0}\right)$ variază între 1 și infinit,

$$L''_{e0}\left(\frac{\omega}{\nu_0}\right) \approx 20 \lg k_{e0} - 20 \lg \left(\frac{\omega}{\nu_0}\right)^2.$$

Astfel, la funcționarea în gol, caracteristica logaritmică atenuare-frecvență a MEA (fig. 5.10) se construiește sub formă de două segmente de dreaptă — unul orizontal în gama de variație

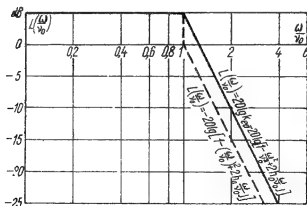


Fig 5-10. Construirea aproximativă a CLA a mașinii electrice amplificatoare la funcționarea în gol

a frecvenței relative de la 0 la 1 și altul înclinat cu panta de -40 dB pe decadă în gama de la unitate la infinit.

$$L''_{e0}\left(\frac{\omega}{\nu_0}\right)_{10} = 20 \lg k_{e0} - 20 \lg 100 = 20 \lg k_{e0} - 40. \quad (5.43)$$

La funcționarea în gol a MEA cu câmp transversal, caracteristica logaritmică fază-frecvență se construiește prin puncte, după ecuația

$$\varphi\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) = \arctg \frac{2h_0\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}. \quad (5.44)$$

Eroarea maximă efectuată la construirea aproximativă a caracteristicii atenuare-frecvență a MEA cu câmp transversal se obține în punctul frecvenței de rezonanță

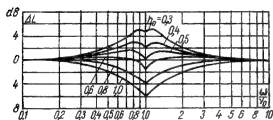


Fig. 5-11. Curbele de corecție pentru precizarea CLA ale elementului oscilant în cazul aproximării prin drepte

fără calcule ulterioare se pot aprecia procesele tranzitorii din MEA cu câmp transversal la funcționarea în gol.

$\left(\frac{\omega}{\omega_0} = 1\right)$. Pentru precizarea construcției acestei caracteristici se folosește curba universală de corecție (fig. 5.11) după care, cunoscând factorul de amortizare se determină valorile corecțiilor.

Avînd caracteristicile logaritmice de frecvență,

5.5. Procesele tranzitorii din mașinile electrice amplificatoare cu câmp transversal la funcționarea în sarcină activă

La analiza funcționării în sarcină activă a MEA cu câmp transversal, trebuie folosită schema funcțională completă cu buclele reacțiilor de sarcină.

Raportînd acțiunile reacțiilor de sarcină la ieșirea MEA, schema funcțională a acesteia (fig. 5.12) poate fi reprezentată sub forma înserierii elementului oscilant care caracterizează funcționarea MEA în gol, cu elementul de sarcină, aceste elemente fiind îmbrățișate de reacția interioară de sarcină a MEA, luînd în considerare și căderea de tensiune în circuitul longitudinal al mașinii.

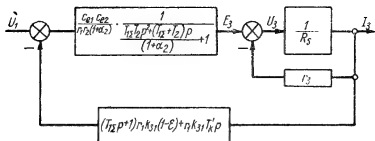


Fig. 5-12. Schema funcțională a MEA la funcționarea în sarcină activă

Avînd în vedere transformările de structură, se determină funcția de transfer a reacției de sarcină

$$W_{rs}(p) = \frac{\Delta U_1(p)}{I_3(p)} = r_1 k_{31} (1 - \varepsilon) \left[\left(T_{1\Sigma} + \frac{T_k'}{(1 - \varepsilon)} \right) p + 1 \right]. \quad (5.45)$$

Apoi se obține funcția de transfer a MEA la funcționarea în sarcină activă:

$$W_{er}(p) = \frac{\frac{c_{e1} c_{e2}}{r_1 r_2 R_3} \left[1 + \frac{c_{e1} k_{21}}{r_2} + (1 - \varepsilon) \frac{c_{e1} c_{e2} k_{31}}{r_2 R_3} \right]}{\left\{ \frac{T_{1\Sigma} \cdot T_2 p^2 + \left[T_{1\Sigma} \left(1 + (1 - \varepsilon) \frac{c_{e1} c_{e2} k_{31}}{r_2 R_3} \right) + T_2 + \frac{c_{e1} c_{e2} k_{31}}{r_2 R_3} T_k' \right] p}{1 + \frac{c_{e1} k_{21}}{r_2} + (1 - \varepsilon) \frac{c_{e1} c_{e2} k_{31}}{r_2 R_3}} + 1 \right\}}. \quad (5.46)$$

Introducînd noțiunea coeficientului echivalent al reacției de sarcină

$$\alpha_3 = \frac{c_{e1} c_{e2}}{r_2 R_3} k_{31}, \quad (5.17)$$

funcția de transfer (5.46) poate fi simplificată.

$$W_{er}(p) = \frac{\frac{c_{e1} c_{e2} / r_1 r_2 R_3}{[1 + \alpha_2 + (1 - \varepsilon) \alpha_3]}}{\left[\frac{T_{1\Sigma} T_2 p^2 + [T_{1\Sigma} (1 + (1 - \varepsilon) \alpha_3) + T_2 + \alpha_3 T_k'] p}{1 + \alpha_2 + (1 - \varepsilon) \alpha_3} + 1 \right]}. \quad (5.48)$$

Expresia (5.48) arată că și la funcționarea MEA în sarcină activă, aceasta poate fi reprezentată printr-un element oscilant de gradul II cu funcția de transfer echivalentă

$$W_{er}(p) = \frac{\frac{k_{er}}{R_3}}{\frac{p^2}{v_r} + 2 \frac{h_r}{v_r} p + 1} \quad (5.49)$$

Valorile coeficienților funcției de transfer (5.49) se determină din următoarele relații:

factorul de amplificarea de curent

$$\frac{k_{er}}{R_3} = k_{eI} = \frac{k_{eo}}{R_3 \left[1 + \frac{(1-s)\alpha_3}{1+\alpha_2} \right]}; \quad (5.50)$$

frecvența proprie de oscilație

$$v_r = \sqrt{\frac{1 + \alpha_2 + (1-s)\alpha_3}{T_{1\Sigma} T_2}}; \quad (5.51)$$

factorul de amortizare

$$h_r = \frac{T_{1\Sigma} [1 + (1-s)\alpha_3] + T_2 + \alpha_3 T_k'}{2 \sqrt{T_{1\Sigma} T_2 [1 + \alpha_2 + (1-s)\alpha_3]}}. \quad (5.52)$$

Procesul tranzitoriu la funcționarea MEA în sarcină activă poate fi determinat cu formula transformării inverse a funcției de transfer a elementului oscilant de gradul II. În funcție de gradul de compensare procesul poate avea un caracter oscilator mai mult sau mai puțin pronunțat față de procesul tranzitoriu din cazul funcționării în gol a MEA.

În regimul de supracompensare, când $\varepsilon > 1$, factorul de amortizare al MEA poate să se micșoreze simțitor și sistemul poate fi nestabil din punct de vedere dinamic. De aceea, regimurile de supracompensare a MEA se permit de obicei numai în cazul utilizării unor mijloace suplimentare de stabilizare.

Caracteristicile logaritmice de frecvență ale MEA funcționând în sarcină activă pot fi construite cu ajutorul nomogramelor după caracteristicile logaritmice de frecvență ale diferitelor elemente. Construcția caracteristicilor atenuare-frecvență și fază-frecvență

ale MEA fără reacție de sarcină a fost examinată în paragraful precedent.

Caracteristicile logaritmice atenuare-frecvență și fază-frecvență a reacției de sarcină ale MEA pot fi luate din caracteristicile standard ale funcției de transfer inverse a elementului aperiodic de gradul I, conform relației :

$$W_{rs}(p) = r_1 k_{31} (1 - \epsilon) \left[\left(T_1 + \frac{T_k}{1 - \epsilon} \right) p + 1 \right] = k_{rs} (T_{rs} p + 1). \quad (5.53)$$

Caracteristicile logaritmice de frecvență standard pentru circuitul reacției de sarcină a MEA sînt reprezentate în fig. 5.13.

Caracteristicile logaritmice de frecvență pentru circuitul reacției de sarcină pot fi construite și prin aproximație. În acest caz se pleacă de la ecuația

$$L_{rs}(\omega T_{rs}) = 20 \lg |T_{rs} j\omega + 1| + 20 \lg |k_{rs}|. \quad (5.54)$$

Presupunînd în cazul variației lui (ωT_{rs}) în limitele de la 0 la 1

$$L'_{rs}(\omega T_{rs}) = 20 \lg |T_{rs} j\omega + 1| \approx 0,$$

iar pentru variația lui (ωT_{rs}) în limitele de la 1 la infinit

$$L''_{rs}(\omega T_{rs}) = 20 \lg |T_{rs} j\omega + 1| \approx 20 \lg T_{rs} \omega,$$

rezultă că CLA a reacției de sarcină (fig. 5.14) poate fi aproximată cu o linie frîntă, compusă dintr-un segment orizontal pînă la $T_{rs}\omega = 1$ și un segment înclinat pentru $T_{rs}\omega > 1$, cu panta egală cu 20 dB pe decadă :

$$L''_{rs}(\omega T_{rs})_{10} = 20 \lg T_{rs} = 20 \lg 10 = 20 \text{ dB}. \quad (5.55)$$

Precizarea construcției approximate a CLA a circuitului reacției de sarcină poate fi făcută după curba de corecție reprezentată în fig. 5.15.

Caracteristicile logaritmice de frecvență ale elementului sarcinii active sînt linii paralele cu axa frecvenței, conform ecuațiilor

$$L_r(\omega) = 20 \lg \left| \frac{1}{r_3 + R_s} \right| \quad (5.56)$$

și

$$\varphi_r(\omega) = 0. \quad (5.57)$$

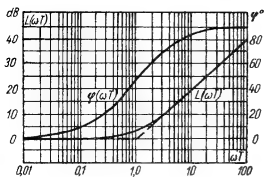


Fig. 5-13 CLA și C/F standard ale circuitului reacției de sarcină a MEA

Fig. 5-14. CLA aproximativă a circuitului reacției de sarcină a MEA.

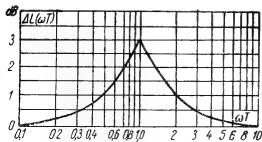
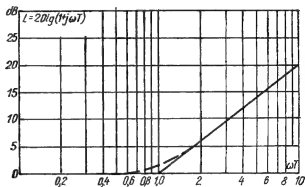


Fig 5-15. Curba corecțiilor pentru precizarea CLA a circuitului reacției de sarcină a MEA

Caracteristicile de frecvență ale MEA funcționând în sarcină se obțin plecând de la ecuația funcției de transfer a acesteia

$$W_{er}(p) = \frac{W_{eo}(p) W_r(p)}{1 + W_{eo}(p) W_r(p) W_{rs}(p)}, \quad (5.58)$$

unde

$$\left. \begin{aligned} W_{eo}(p) &= \frac{k_{eo}}{\frac{p^2}{v_0^2} + 2 \frac{h_0}{v_0} p + 1}; \\ W_r(p) &= \frac{1}{r_s + R_s} = k_r; \\ W_{rs}(p) &= k_{rs} (T_{rs} p + 1). \end{aligned} \right\} \quad (5.59)$$

Construcția CLA este reprezentată în fig. 5.16; aceasta se efectuează în modul următor. Mai întâi se trasează CLA și CLF ale circuitului deschis al MEA la funcționarea în gol, ale circuitului de sarcină și ale circuitului reacției de sarcină. Apoi se însumează grafic aceste caracteristici și se determină caracteristicile logaritmice ale funcției

$$W'(p) = \frac{1}{1 + W_{eo}(p) W_r(p) W_{rs}(p)}. \quad (5.60)$$

Pentru determinarea CLA și CLF ale funcției $W'(j\omega)$ se folosește de obicei nomograma funcției $\Phi(j\omega)$ (fig. 5.16, b):

$$\Phi(j\omega) = \frac{W''(j\omega)}{1 + W''(j\omega)}.$$

Pentru a folosi nomograma dată, funcția $W'(p)$ se prezintă sub forma:

$$W'(p) = \frac{1/W_{eo}(p) W_r(p) W_{rs}(p)}{1 + 1/W_{eo}(p) W_r(p) W_{rs}(p)} = \frac{W''(p)}{1 + W''(p)}, \quad (5.61)$$

unde caracteristicile logaritmice ale funcției $W''(j\omega)$ se obțin ca imaginile în oglindă ale caracteristicilor funcției $W_p(j\omega)$, deoarece logaritmul fracției este egal cu valoarea negativă a logaritmului numitorului. Transpunând valorile atenuărilor și fazelor caracteristicii $W''(j\omega)$ pe nomogramă se trasează apoi o curbă continuă (fig. 5.16, b); prin punctele de intersecție ale acestei curbe cu liniile pline și cele punctate, găsim valorile corespunzătoare ale caracteristicilor logaritmice de fază și atenuare ale funcției $W'(j\omega)$.

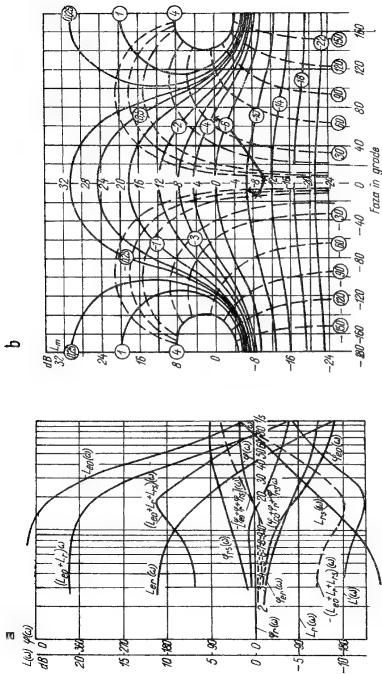


Fig 5-16. Construcția caracteristicilor logaritmice ale MEA la funcționarea în sarcină activă
 a — construcția CLA și CLF la funcționarea în sarcină activă cu ajutorul CLA și CLF ale funcțiilor W_{eo} , W_r și ale funcției auxiliare W' ; b — determinarea CLA și CLF ale funcției auxiliare W' după W_{eo} , W_r , W_{rs} .

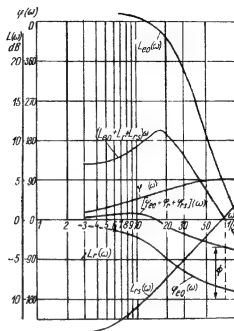


Fig. 5-17 Caracteristicile logaritmice de frecvență ale MEA cu cîmp transversal cu circuitul de reacție deschis, pentru aprecierea stabilității funcționării sistemului

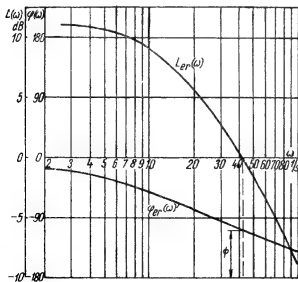


Fig. 5-18 Caracteristicile logaritmice de frecvență experimentale ale MEA de 2,5 kW la funcționarea în sarcină activă

Insumînd mai departe CLA și CLF ale funcțiilor de transfer $W_{eo}(j\omega)$, $W_r(j\omega)$ și $W'(j\omega)$ se obțin caracteristicile logaritmice de frecvență ale MEA la funcționarea în sarcină activă (fig. 5.16, a). Aceste caracteristici permit să se aprecieze stabilitatea funcționării MEA în sarcină, fără determinarea procesului tranzitoriu.

Pentru aprecierea stabilității sistemului se pot utiliza CLA și CLF ale circuitului elementelor înseriate: ale MEA, ale sarcinii și a reacției (fig. 5.17). Stabilitatea MEA în sarcină se determină după valoarea fazei pentru $L(\omega)=0$ (pulsția de tăiere ω_t) sau după valoarea logaritmului atenuării în decibeli, pentru faza $\varphi=-180^\circ$. Pentru funcționarea stabilă a MEA în sarcină, CLA a acestora pentru circuitul de reacție deschis și $\varphi=-180^\circ$ trebuie să aibă valori negative sau pentru $L(\omega)=0$ și frecvența de tăiere ω_t CLF trebuie să fie mai mare de -180° .

În fig. 5.18 sînt reprezentate caracteristicile logaritmice de frecvență ale MEA de 2,5 kW avînd factorul de amplificare de tensiune egal cu unitatea. La funcționarea în sarcină activă ($k_{er}=1$, $k_{eo}=3,5$).

5.6. Procesele tranzitorii în mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal la funcționarea în sarcină inductivă

Spre deosebire de schema reprezentată în fig. 5.12, schema funcțională a MEA care funcționează în sarcină inductivă (fig. 5.19) are o funcție mai complexă a sarcinii. Însă caracterul reacțiilor interioare nu se schimbă. Pentru analizarea proceselor tranzitorii ale MEA la funcționarea în sarcină inductivă, se va examina expresia funcției sale de transfer.

În primul rînd se efectuează transformarea elementului sarcinii cu reacție interioară într-un element echivalent :

$$W_L(p) = \frac{\frac{1}{R_{ex} + r_3}}{T_{ex} \left(\frac{R_{ex}}{R_{ex} + r_3} \right) p + 1} = \frac{\frac{1}{R_s}}{T_s p + 1} \quad (5.62)$$

Mai departe, plecînd de la reprezentarea MEA sub forma a două elemente înseriate, cuprinse de reacția interioară de sarcină,

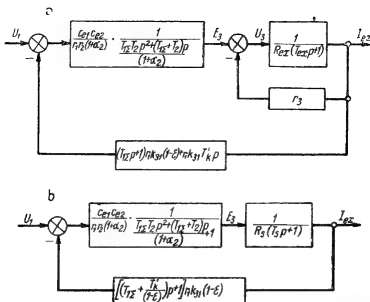


Fig. 5-19. Schema funcțională a MEA la funcționarea în sarcină activ-inductă (circuitul de excitație al unei mașini de curent continuu) :

a — schema inițială; b — schema transformată.

obținem funcția ei de transfer în cazul funcționării în sarcină inductivă sub următoarea formă :

$$W_{eL}(p) = \frac{W_{eo}(p) W_L(p)}{1 + W_{eo}(p) W_L(p) W_{rs}(p)} \quad (5.63)$$

sau

$$W_{eL}(p) = \frac{k_{eo}/R_s}{\frac{T_s}{v_o^2} p^3 + \left(2 \frac{h_0}{v_o} T_s + \frac{1}{v_o^2}\right) p^2 + \left(2 \frac{h_0}{v_o} + T_s + \frac{k_{eo} k_{rs} T_{rs}}{R_s}\right) p + \left(1 + \frac{k_{eo} k_{rs}}{R_s}\right)}, \quad (5.64)$$

în care

$$W_{eo}(p) = \frac{k_{eo}}{\frac{p^2}{v_o^2} + 2 \frac{h_0}{v_o} p + 1} = \frac{\frac{c_{e1} c_{e2}}{r_1 r_2 (1 + \alpha_2)}}{\frac{T_1 T_2}{(1 + \alpha_2)} p^2 + \frac{(T_1 \Sigma + T_2)}{(1 + \alpha_2)} p + 1}; \quad (5.65)$$

$$W_L(p) = \frac{1/R_s}{T_s p + 1}; \quad (5.66)$$

$$W_{rs}(p) = k_{rs} (T_{rs} p + 1) = r_1 k_{31} (1 - \varepsilon) \left[\left(T_1 \Sigma + \frac{T'_k}{(1 - \varepsilon)} \right) p + 1 \right]. \quad (5.67)$$

Sub formă desfășurată, funcția de transfer a MEA funcționând în sarcină inductivă poate fi scrisă în modul următor.

$$W_{eL}(p) = \frac{c_{e1} c_{e2}}{r_1 r_2 R_s} \frac{1}{T_{1\Sigma} T_2 T_s p^3 + (T_{1\Sigma} T_s + T_2 T_s + T_{1\Sigma} T_2) p^2 + [T_{1\Sigma} (1 + (1-\varepsilon) \alpha_3) + T_2 + T_k' \alpha_3 + T_s (1 + \alpha_2)] p + (1 + \alpha_2 + (1-\varepsilon) \alpha_3)}, \quad (5.68)$$

unde

$$\alpha_2 = \frac{c_{e1} k_{21}}{r_2}; \quad \alpha_3 = \frac{c_{e1} c_{e2} k_{31}}{r_2 R_s}.$$

Pentru asigurarea stabilității funcționării MEA în sarcină inductivă este necesar să fie îndeplinite condițiile de stabilitate.

Din condiția ca coeficienții ecuației caracteristice să fie pozitivi, rezultă că pentru excluderea regimului de autoexcitare în curent continuu a MEA gradul de supracompensare, trebuie să satisfacă condiția

$$(\varepsilon - 1) < \frac{1 + \alpha_2}{\alpha_3} = \frac{R_s (c_{e1} k_{21} + r_2)}{c_{e1} c_{e2} k_{31}}. \quad (5.69)$$

Din cea de-a doua condiție de stabilitate, referitoare la relația admisă dintre coeficienții ecuației caracteristice, se poate determina valoarea limită a subcompensării MEA pentru excluderea autoexcitării acesteia în curent alternativ, sub forma :

$$(\varepsilon - 1) > - \frac{(T_2 + T_s) T_{1\Sigma}^2 + (1 + \alpha_2) (T_{1\Sigma} + T_2) T_s^2 + (T_{1\Sigma} + T_s) T_2^2 + 2 T_{1\Sigma} T_2 T_s}{\alpha_3 (T_2 + T_s) T_{1\Sigma}^2} - \frac{T_k' (T_{1\Sigma} T_s + T_2 T_s + T_{1\Sigma} T_2)}{(T_2 + T_s) T_{1\Sigma}^2}. \quad (5.70)$$

Pentru $T_{1\Sigma} = T_2 = T_s = T$ valoarea gradului admis de subcompensare al MEA se determină din relația :

$$(\varepsilon - 1) > - \left[\frac{r_1 R_s \left(4 + \frac{c_{e1} k_{21}}{r_1} \right)}{c_{e1} c_{e2} k_{31}} + \frac{3}{2} \frac{T_k'}{T} \right]. \quad (5.71)$$

Astfel, pentru asigurarea condițiilor de funcționare stabilă a MEA în sarcină inductivă, gradul de subcompensare trebuie să se afle în limitele

$$-\left[\frac{r_1 R_s \left(4 + \frac{c_{e1} k_{21}}{r_1} \right)}{c_{e1} c_{e2} k_{31}} + \frac{3}{2} \frac{T_k'}{T} \right] < (\epsilon - 1) < \frac{r_2 R_s \left(1 + \frac{c_{e1} k_{21}}{r_2} \right)}{c_{e1} c_{e2} k_{31}}. \quad (5.72)$$

Din această inegalitate se vede că la MEA cu cîmp transversal la funcționarea în sarcină inductivă se poate admite o valoare mult mai importantă pentru subcompensare decît pentru supracompensarea, cu respectarea condițiilor de stabilitate în funcționare.

Caracteristicile de frecvență ale MEA cu cîmp transversal debitînd pe o înfășurare de excitație, pot fi construite plecînd de la schema funcțională reprezentată în fig. 5.19, b. Pentru construirea CLA și CLF ale amplificatorului în-cărcat cu înfășurarea de excitație a unei mașini de curent continuu, sînt necesare caracteristicile logaritmice de frecvență ale MEA la funcționarea în gol, ale circuitului de sarcină și ale reacției de sarcină.

Calculul și construcția caracteristicilor logaritmice ale MEA la funcționarea în gol, și a reacției sale de sarcină s-au arătat mai sus; construcția caracteristicilor de frecvență ale elementului sarcinii inductive se efectuează după funcția de transfer a sarcinii, care în acest caz poate fi scrisă sub forma:

$$W_L(p) = \frac{1/R_s}{(T_s p + 1)} = \frac{k_s L}{(T_s p + 1)}. \quad (5.73)$$

Sarcina inductivă reprezintă un element aperiodic simplu, iar caracteristicile logaritmice atenuare-frecvență ale acestuia se pot

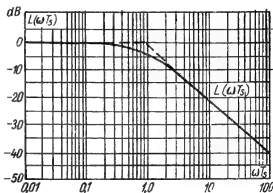


Fig 5-20 CLA a elementului și sarcinii inductive

$$\left(W_s = \frac{1}{T_s p + 1} \right).$$

determina după caracteristicile standard (fig. 5.20) sau se pot construi prin aproximație cu formula :

$$L_{sL}(\omega T_s) = 20 \lg |k_{sL}| - 20 \lg |T_s j\omega + 1|. \quad (5.74)$$

Considerînd că în limitele de variație a lui (ωT_s) între 0 și 1

$$L'_{sL}(\omega T_s) = 20 \lg |T_s j\omega + 1| \approx 0$$

și că pentru variația lui (ωT_s) în limitele de la 1 la infinit,

$$L''_{sL}(\omega T_s) = -20 \lg |T_s j\omega + 1| \approx 20 \lg (T_s \omega)$$

rezultă că CLA a elementului sarcinii (fig. 5.21, *a*) reprezintă o linie compusă dintr-un segment de dreaptă orizontal pînă la $\omega T_s = 1$ și unul înclinat coborîtor pentru $\omega T_s > 1$ cu panta de 20 dB pe decadă.

Precizarea acestei construcții poate fi efectuată cu ajutorul curbelor de corecție, reprezentate în fig. 5.21, *b*.

Caracteristicile de fază ale elementului sarcinii inductive se determină cu ecuația

$$\varphi_{sL}(\omega T_s) = \arctg(-\omega T_s) \quad (5.75)$$

și pot fi trasate după curba standard reprezentată în fig. 5.22.

Cu ajutorul CLA și CLF ale elementului sarcinii, caracteristicile logaritmice de frecvență pentru funcționarea în sarcină inductivă se construiesc în mod analog, ca și caracteristicile MEA la funcționarea în sarcină activă.

Mai întîi se trasează CLA și CLF ale amplificatorului funcționînd în gol, ale elementului sarcinii și ale reacției de sarcină. Apoi se însumează grafic aceste caracteristici și cu ajutorul nomogramei reprezentată în fig. 1.17 se deduce caracteristica funcției auxiliare

$$W'_L(j\omega) = \frac{1/W_{eo}(j\omega) W_L(j\omega) W_{rs}(j\omega)}{1 + 1/W_{eo}(j\omega) W_L(j\omega) W_{rs}(j\omega)}. \quad (5.76)$$

Prin însumarea CLA și CLF ale funcțiilor $W_{eo}(j\omega)$, $W_L(j\omega)$ și $W'_L(j\omega)$ se obțin caracteristicile logaritmice de frecvență ale MEA cu cîmp transversal a funcționarea în sarcină inductivă.

În fig. 5.23 sînt reprezentate caracteristicile logaritmice experimentale ale MEA de 2,5 kV, funcționînd în circuitul de excitație al unui generator cu $T_s = 0,7$ s.

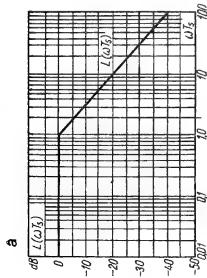


Fig 5-21. CLA aproximativă a elementului sarcinii inductive (a) și curba corecțiilor pentru precizarea acesteia în cazul aproximării inițiale prin drepte (b)

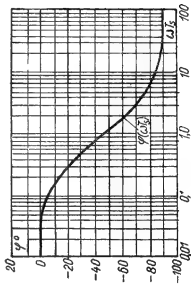
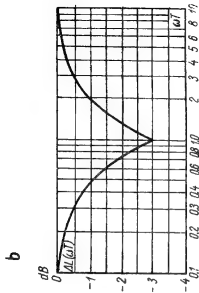


Fig. 5-22 CLA a elementului sarcinii inductive.

În comparație cu regimul sarcinii active la funcționarea MEA în sarcină inductivă scade simțitor frecvența de tăiere a caracteristicii logaritmice atenuare-frecvență și se coboară caracteristica de fază, în urma cărui fapt condițiile de stabilitate se înrăutățesc. Datorită acestei situații,

la funcționarea MEA cu câmp transversal pe o sarcină activ-inductivă, aceasta este de obicei cuprinsă de o reacție de stabilizare suplimentară.

5.7. Procesele tranzitorii în mașinile electrice amplificatoare cu câmp transversal încărcate cu un motor

În sistemele cu MEA cu câmp transversal, de regulă, se utilizează motoare de curent continuu cu excitație independentă ; mașina electrică amplificatoare în acest caz, poate alimenta fie circuitul indusului motorului, fie circuitul înfășurării de excitație a acesteia.

Când mașina electrică amplificatoare funcționează în circuitul indusului motorului se analizează de obicei două regimuri — regimul aplicării bruște a tensiunii de excitație la înfășurarea de comandă a MEA când nu există sarcină la axul motorului și regimul aplicării bruște a sarcinii la axul motorului, tensiunea continuă în circuitul înfășurării de comandă a MEA fiind constantă.

Când MEA cu câmp transversal alimentează înfășurarea de excitație a motorului, procesele tranzitorii din sistem se apreciază după regimul variației bruște a tensiunii din circuitul înfășurării de comandă a MEA, la funcționarea în sarcină constantă a motorului.

Regimurile de funcționare mai complicate ale MEA cu câmp transversal, având ca sarcină un motor, fiind examinate în planul liniar, se pot cerceta prin metoda suprapoziției din regimurile tip expuse mai sus.

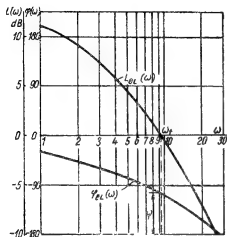


Fig. 5-23. Caracteristicile logaritmice de frecvență experimentale ale MEA de 2,5 kW funcționând într-un circuit de excitație cu $T_s=0,7$ s.

La funcționarea MEA cu un motor fără sarcină, la variația tensiunii în circuitul întăririi de comandă, schema funcțională a sistemului poate fi reprezentată ca în fig. 5.24.

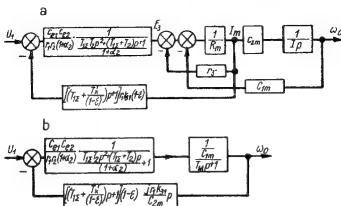


Fig. 5.24 Schema funcțională completată (a) și transformată (b) a MEA ce funcționează cu un motor de curent continuu fără sarcină

Conform acestei scheme, funcția de transfer a MEA la funcționarea cu un motor fără sarcină se scrie sub forma următoare

$$W_{emo}(p) = \frac{W_{eo}(p) W_{m\omega}(p)}{1 + W_{eo}(p) W_{m\omega}(p) W_{r\omega}(p)}, \quad (5.77)$$

$$\begin{aligned} W_{emo}(p) &= \frac{k_{eo}/c_{em}}{T_M \frac{p^3}{2} + \left[\left(2 \frac{h_0}{v_0} + \frac{\alpha_3}{1+\alpha_2} (1-\varepsilon) T_{r\omega} T_M + \frac{1}{v_0} \right) \right] p^2 +} \rightarrow \\ &\rightarrow \frac{1}{\left[\left(1 + \frac{\alpha_3}{1+\alpha_2} (1-\varepsilon) \right) T_M + 2 \frac{h_0}{v_0} \right] p + 1} \end{aligned} \quad (5.78)$$

unde

$$W_{eo}(p) = \frac{k_{eo}}{p^2 + 2 \frac{h_0}{v_0} p + 1} = \frac{c_{e1} c_{e2} / r_1 r_2 (1+\alpha_2)}{T_{1\Sigma} T_2 \frac{p^2}{(1+\alpha_2)} + \frac{T_{1\Sigma} + T_2}{1+\alpha_2} p + 1}; \quad (5.79)$$

$$W_{r\omega}(p) = \frac{1/c_{em}}{T_M p + 1}; \quad (5.80)$$

$$W_{rw}(p) = k_{rw} (T_M T_{rw} p^2 + T_M p) = \\ = \frac{r_1 k_{31} c_{em}}{R_s} (1 - \varepsilon) \left[\left(T_{1\Sigma} + \frac{T'_k}{(1 - \varepsilon)} \right) p + 1 \right] T_M p. \quad (5.81)$$

În formă desfășurată funcția de transfer a MEA care funcționează cu un motor fără sarcină poate fi scrisă astfel :

$$W_{emo}(p) = \frac{\frac{c_{e1} c_{e2}}{r_1 r_2 c_{em}}}{T_{1\Sigma} T_2 T_M p^3 + [T_{1\Sigma} T_2 + (1 + (1 - \varepsilon) \alpha_3) T_{1\Sigma} T_M + \alpha_3 T_k T_M + T_2 T_M] p^2 +} \rightarrow \\ \rightarrow \frac{1}{+ [T_{1\Sigma} + T_2 + [T_{1\Sigma} + T_2 + [1 + \alpha_2 + (1 - \varepsilon) \alpha_3] T_M] p + (1 + \alpha_2)}. \quad (5.82)$$

Pentru asigurarea funcționării stabile a MEA cu cîmp transversal la funcționarea cu un motor fără sarcină, trebuie ca gradul de compensare ε a reacției longitudinale a indusului să depășească o anumită valoare.

Gradul de compensare admis se determină cu următoarea inegalitate :

$$(1 - \varepsilon) < - \frac{(2 + \alpha_2)}{2\alpha_3} - \frac{T_2 + \alpha_3 T_k}{2\alpha_3 T_{1\Sigma}} - \frac{T_{1\Sigma} + 2T_2}{2\alpha_3 T_M} + \\ + \sqrt{\left[\frac{2 + \alpha_2}{2\alpha_3} + \frac{T_2 + \alpha_3 T_k}{2\alpha_3 T_{1\Sigma}} + \frac{T_{1\Sigma} + 2T_2}{2\alpha_3 T_M} \right]^2 - \frac{T_2 (T_{1\Sigma} + T_2 + T_M)}{\alpha_3 T_M^2}} \rightarrow \\ \rightarrow \frac{(1 + \alpha_2) (T_{1\Sigma} + T_2 + \alpha_3 T'_k)}{\alpha_3 T_{1\Sigma}} - \frac{T_{1\Sigma} T_2 + T_{1\Sigma} T'_k + T_2 T'_k}{T_M T_{1\Sigma}}. \quad (5.83)$$

Cînd $T_{1\Sigma} = T_2 = T_M = T$, valoarea coeficientului de supracompensare admisă al MEA se stabilește plecînd de la relația

$$(1 - \varepsilon) < - (6 + \alpha_2 + \alpha_3) \frac{T'_k}{T} - \frac{\sqrt{\left(6 + \alpha_2 + \alpha_3 \frac{T'_k}{T} \right)^2 - 4\alpha_3 (5 + 2\alpha_2 + \alpha_3) \left(\frac{T'_k}{T} (3 + \alpha_2) + 1 \right)}}{2\alpha_3}. \quad (5.84)$$

Pentru funcționarea stabilă a MEA avînd un motor ca sarcină este de dorit ca gradul de compensare să fie întotdeauna mai mic decît unitatea ($\varepsilon < 1$).

Conform schemelor funcționale reprezentate în fig. 5.24 pentru regimul de funcționare al MEA cu motor, se pot construi și caracteristicile de frecvență cu ajutorul cărora se efectuează apoi analiza proceselor tranzitorii din sistem.

Drept caracteristici de frecvență pentru fișa tehnică în cazul funcționării MEA cu un motor, se adoptă de asemenea caracteristicile de frecvență ale MEA la funcționarea în gol și caracteristicile de frecvență ale reacției de sarcină.

Trebuie menționat că în cazul funcționării MEA cu un motor fără sarcină, reacția de sarcină se raportează de obicei la viteza motorului, fapt în urma căruia funcția de transfer a reacției de sarcină a MEA se înmulțește cu funcția de transfer a elementului cu acțiune diferențială $\left(\frac{c_{em}}{R_s} T_M p\right)$. Prac-

tic, deoarece ne folosim de caracteristicile logaritmice de frecvență, la CLA și CLF ale reacției de sarcină se daugă CLA și CLF ale elementului cu acțiune diferențială :

$$L_{me}(\omega T_M) = 20 \lg \left| \frac{c_{em}}{R_s} T_M j\omega \right| = 20 \lg \left| \frac{c_{em}}{R_s} \right| + 20 \lg |T_M j\omega|. \quad (5.85)$$

CLA a elementului suplimentar cu acțiune diferențială din circuitul reacției este o linie dreaptă cu panta de 20 dB, pe decadă, iar CLF — o linie orizontală cu ordonata $+\frac{\pi}{2}$ (fig. 5.25).

Construirea caracteristicilor logaritmice ale MEA funcționând cu motor ca sarcină, se efectuează în mod analog cu cazul cînd se analizează funcționarea acestuia în sarcină activă sau inductivă. Mai întîi se trasează CLA și CLF ale elementelor : ale MEA la mers în gol, ale motorului și ale reacției MEA. Apoi, după imaginea în oglindă a caracteristicii totale $W_{eo}(j\omega) W_{m\omega}(j\omega) W_{r\omega}(j\omega)$, cu ajutorul nomogramei reprezentată în fig. 5.16, b, se determină CLA și CLF ale funcției auxiliare :

$$W_{em\omega}(j\omega) = \frac{1/W_{eo}(j\omega) W_{m\omega}(j\omega) W_{r\omega}(j\omega)}{1 + 1/W_{eo}(j\omega) W_{m\omega}(j\omega) W_{r\omega}(j\omega)}. \quad (5.86)$$

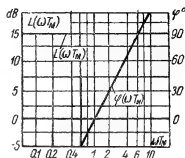


Fig. 5.25. Caracteristicile logaritmice de frecvență ale elementului $\left(\frac{c_{em}}{R_s} T_M p\right)$ din circuitul de reacție a MEA

Adunînd CLA și CLF ale funcției auxiliare $W'_{em\omega}(j\omega)$, cu CLA și CLF ale funcției de transfer $W_{eo}(j\omega) \times W_{m\omega}(j\omega)$, se obțin CLA și CLF ale amplificatorului cu cîmp transversal care debitează pe un motor de curent continuu fără sarcină la ax.

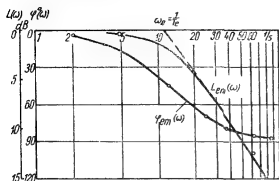


Fig. 5.26. Caracteristicile logaritmice de frecvență experimentale ale MEA care funcționează cu compensare critică, avînd ca sarcină un motor.

versal care alimentează un motor fără sarcină, datorită elementului cu acțiune diferențială din circuitul de reacție, se deplasează în zona unghiurilor de fază mici, ceea ce mărește rezerva de stabilitate a unui astfel de sistem.

Dacă reacția longitudinală a indusului MEA este subcompensată ($\varepsilon < 1$), CLF se reduce la valori ale unghiurilor mai mici de $(-\frac{\pi}{2})$, adică în cazul subcompensării sistemul MEA-motor are o rezervă de stabilitate de fază de aproape $\pi/2$, iar CLA și CLF ale acestuia sînt suficient de apropiate de caracteristicile de frecvență corespunzătoare ale unui element aperiodic simplu de gradul I.

Datorită circumstanțelor enumerate, într-o serie de cazuri sistemul MEA-motor la mersul în gol poate fi reprezentat sub forma unui sistem aperiodic de gradul I avînd funcția de transfer :

$$W_{em\omega}(p) \approx \frac{k_{eo}/c_{em}}{T_e p + 1} \quad (5.87)$$

Constanta de timp echivalentă T_e a sistemului MEA-motor la mers în gol, din forma simplificată a funcției de transfer, se

poate determina după frecvența de tăiere a CLA (vezi fig. 5.26), adică după punctul de intersecție a asimptotei CLA cu axa absciselor și se calculează cu formula

$$T_e = \frac{1}{\omega_t}. \quad (5.88)$$

Dacă MEA cu cîmp transversal care alimentează un motor de curent continuu are o supracompensatie a reacției longitudinale a motorului ($\epsilon > 1$), reacția de sarcină devine pozitivă și CLF coboară în zona unghiurilor mai mari de $(-\pi)$ astfel că sistemul devine instabil.

Pentru asigurarea unei funcționări stabile a MEA cu cîmp transversal care alimentează un motor, trebuie întotdeauna ca aceasta să fie cuprinsă de o reacție suplimentară de stabilizare, fără de care acest sistem va fi instabil sau va fi înclinat către instabilitate.

Procesele tranzitorii din sistemul MEA-motor, la variația sarcinii sau fluxului de excitație, se analizează în raport cu abaterea vitezei de rotație a motorului de la viteza pe care o are motorul la funcționarea în gol cu fluxul de excitație nominal.

Ecuația sistemului MEA-motor de curent continuu, referitoare la abaterea vitezei, la variația sarcinii, poate fi obținută din următoarele relații :

$$\left. \begin{aligned} -\frac{M_s}{c_2} &= \frac{c_1}{r_3} T_M p \Delta\omega - \Delta I_3; \\ r_3 \Delta I_3 + c_1 \Delta\omega &= -\Delta E_3 = \frac{k_{e0} k_{s1} r_1 (1-s) (T_{rs} p + 1)}{\left(\frac{p^2}{v_0^2} + 2 \frac{h_0}{v_0} p + 1 \right)} \Delta I_3. \end{aligned} \right\} \quad (5.89)$$

Astfel, micșorarea vitezei motorului cu $\Delta\omega$ la aplicarea sarcinii este determinată de căderea de tensiune din circuitul indușilor sistemului MEA-motor, datorită creșterii curentului din indusul motorului și de variația t.e.m. a MEA datorită acțiunii reacției de sarcină, sub influența variației curentului de sarcină.

În conformitate cu ecuațiile date mai sus, schema funcțională a sistemului MEA-motor pentru o creștere bruscă a sarcinii poate fi reprezentată așa cum se arată în fig. 5.27, a.

După efectuarea transformărilor structurale (fig. 5.27, *b* și *c*) se obține schema funcțională a sistemului MEA-motor, a cărei funcție de transfer a sistemului în raport cu abaterea vitezei, la variația sarcinii, poate fi reprezentată sub forma următoare :

$$W_{ems}(p) =$$

$$= \frac{R_s \left[\frac{p^2}{c_1 c_2 v_0^2} + \left(2 \frac{h_0}{v_0} + \frac{\alpha_3 (1-\varepsilon)}{(1+\alpha_2)} T_{rs} \right) p + 1 + \frac{\alpha_3 (1-\varepsilon)}{(1+\alpha_2)} \right]}{\frac{T_M}{v_0^2} p^3 + \left[\left(2 \frac{h_0}{v_0} + \frac{\alpha_3 (1-\varepsilon)}{1+\alpha_2} T_{rs} \right) T_M + \frac{1}{v_0^2} \right] p^2 + \left[\left(1 + \frac{\alpha_3 (1-\varepsilon)}{1+\alpha_2} \right) T_M + 2 \frac{h_0}{v_0} \right] p + 1}, \quad (5.90)$$

unde $R_s = r_s + l_m$.

Polinomul caracteristic al funcției de transfer $W_{ems}(p)$ a sistemului MEA-motor pentru creșterea bruscă a sarcinii rămîne același ca la funcția de transfer $W_{emo}(p)$ și anume relația (5.78). De aci rezultă că condiția stabilității sistemului MEA-motor care funcționează în gol este valabilă fără rezerve și pentru funcționarea acestui sistem la variația sarcinii. În cazul general sistemul funcționează stabil numai la subcompensare și necesită mijloace speciale de stabilizare în cazul unei ușoare supracompensări.

Caracteristicile de frecvență ale MEA cu cîmp transversal care alimentează un motor, la axul căruia se aplică brusc un cuplu de sarcină, pot fi construite cu ajutorul CLA și CLF corespunzătoare ale mașinii electrice amplificatoare care alimentează motorul fără sarcină, la factor de amplificare egal cu unitatea ($k_{e0}=1$), prin însumarea acestora cu CLA și CLF ale funcției perturbatoare. Deoarece funcția perturbatoare în acest caz este de gradul II, CLA și CLF ale acesteia pot fi obținute după caracteristicile de frecvență standard ale funcției de transfer a elementului oscilant, după valoarea frecvenței proprii ν_M și a amortizării h_M :

$$W_{ems}(p) =$$

$$= \frac{R_s \left(1 + \frac{\alpha_3 (1-\varepsilon)}{1+\alpha_2} \right) \left(\frac{p^2}{\nu_M^2} + 2 \frac{h_M}{\nu_M} p + 1 \right)}{\frac{T_M}{\nu_0^2} p^3 + \left[\left(2 \frac{h_0}{\nu_0} + \frac{\alpha_3 (1-\varepsilon)}{1+\alpha_2} T_{rs} \right) T_M + \frac{1}{\nu_0^2} \right] p^2 + \left[\left(1 + \frac{\alpha_3 (1-\varepsilon)}{1+\alpha_2} \right) T_M + 2 \frac{h_0}{\nu_0} \right] p + 1}, \quad (5.91)$$

în care

$$\nu_M = \nu_0 \sqrt{1 + \frac{\alpha_3(1-\varepsilon)}{1+\alpha_2}}; \quad (5.92)$$

$$h_M = \frac{h_0 + \frac{\alpha_3(1-\varepsilon)}{2(1-\alpha_2)} T_{rs} \nu_0}{\sqrt{1 + \frac{\alpha_3(1-\varepsilon)}{1+\alpha_2}}}. \quad (5.93)$$

CLA și CLF ale funcției perturbatoare sînt imagini în oglindă ale CLA și CLF ale elementului oscilant standard cu $\nu = \nu_M$ și $h = h_M$.

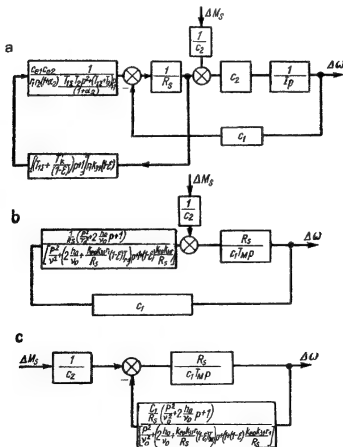


Fig. 5-27 Schema funcțională a MEA avînd ca sarcină un motor în cazul variației bruște a sarcinii la axul motorului:

a — schema inițială, b și c — schema transformată.

Factorul de amplificarea al funcției de transfer a MEA cu cîmp transversal care alimentează un motor, în cazul aplicării sarcinii se determină cu următoarea expresie :

$$k_{ems} = \frac{R_s}{c_1 c_2 \left(1 + \frac{\alpha_3 (1-\varepsilon)}{1+\alpha_2} \right)} \quad (5.94)$$

Menționăm că o dată cu variația gradului de compensare ε , variază valoarea abaterii staționare $\Delta\omega_M$ a vitezei, crescînd în cazul subcompensării și scăzînd în cazul supracompensării.

În circuitul de excitație al motoarelor, MEA se utilizează pentru reglarea vitezei peste valoarea principală. Analiza proceselor tranzitorii ale acestui sistem se face de obicei în ipoteza că reglarea fluxului de excitație al motorului se realizează la tensiune nominală constantă, ce se aplică la indusul acestuia și la cuplu. În acest caz variația vitezei motorului este legată univoc de variația fluxului de excitație a motorului și analiza proceselor tranzitorii se face în raport cu abaterile mărimilor.

Ecuția sistemului în abateri pentru variația semnalului de comandă a MEA poate fi obținută din următoarele relații :

$$\left. \begin{aligned} \left(\frac{p^2}{v_0^2} + 2 \frac{h_0}{v_0} p + 1 \right) \Delta E_e &= k_{e0} \Delta U_1 - k_{e0} k_{31} r_1 (1-\varepsilon) (T_{rs} p + 1) \Delta I_e ; \\ (T_e p + 1) \Delta I_e &= \frac{\Delta E_e}{R_e} ; \\ -\Delta \Phi &= -\frac{\Phi_0}{I_{e0}} \Delta I_e ; \\ 0 &= R_s \Delta I_3 - c_{em} \omega_0 \Delta \Phi + c_{em} \Phi_0 \Delta \omega ; \\ J p \Delta \omega &= \Delta M = -c_{Mm} I_{30} \Delta \Phi + c_{Mm} \Phi_0 \Delta I_3 . \end{aligned} \right\} \quad (5.95)$$

Aceste relații sînt aproximative, deoarece în ele sînt omiși membrii ce conțin produsele creșterilor ca fiind mărimi mici de ordinul II.

Avînd în vedere ecuațiile de mai sus se determină schema funcțională a sistemului MEA — circuit de excitație al motorului (fig. 5.28).

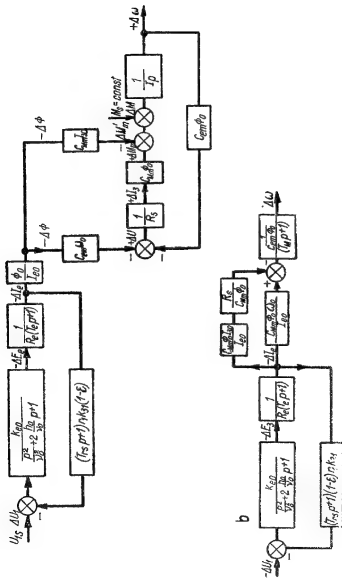


Fig 5-28 Schema funcțională (a) și cea transformată (b) pentru MEA avînd ca sarcină circuitul de excitație al unui motor de curent continuu cu eculu constant la ax

Funcția de transfer a sistemului în abateri ale vitezei pentru variația semnalului de comandă a MEA se obține sub forma :

$$W_{Em}(p) = - \frac{\Delta \omega(p)}{\Delta U_1(p)} =$$

$$\frac{1}{U_{10}} \left(\omega_0 - \frac{I_3 R_s}{c_{em} \Phi_0} \right)$$

$$= \frac{\left[\frac{T_e}{\nu_0^2} p^3 + \left(\frac{1}{\nu_0^2} + 2 \frac{h_0}{\nu_0} T_e \right) p^2 + \left(2 \frac{h_0}{\nu_0} + T_e + \frac{\alpha_3(1-\epsilon)}{1+\alpha_2} T_{rs} \right) p + \left(1 + \frac{\alpha_3(-\epsilon)}{\alpha_2+1} \right) \right]}{(T_M p + 1)} \quad (5.96)$$

unde $R_e = r_3 + r_{Mem}$; $T_M = \frac{GD^2 R_s}{375 c_{em} c_{Mm} \Phi_0^2}$.

Expresia obținută a funcției de transfer $W_{Em}(p)$ arată că în privința stabilității sistemul MEA cu cîmp transversal — circuit de excitație al unui motor este echivalent cu sistemul MEA cu cîmp transversal — circuit de excitație al unui generator. De aceea, condițiile de funcționare stabilă a MEA în circuitul de excitație al unui generator, indicate în § 5.6, sînt complet valabile și pentru sistemul dat. CLA și CLF ale unui astfel de sistem se construiesc în mod analog, ca CLA și CLF ale mașinii electrice amplificatoare care funcționează în circuitul de excitație al unui generator și se deosebesc de acestea prin construcția suplimentară a CLA și CLF ale motorului la variația fluxului de excitație. Aceste caracteristici ale motorului sînt determinate de funcția de transfer

$$W_{m\Delta\Phi}(p) = \frac{\frac{1}{U_{e0}} \left(\omega_0 - \frac{I_3 R_s}{c_{em} \Phi_0} \right)}{(T_M p + 1)}. \quad (5.97)$$

Este evident că CLA și CLF ale funcției de transfer a motorului $W_{m\Delta\Phi}(j\omega)$ pot fi trasate după caracteristicile de frecvență standard ale elementului aperiodic de gradul I (vezi fig. 5.20).

VI. MAȘINA ELECTRICA AMPLIFICATOARE CU CÎMP TRANSVERSAL CA SIMPLU AMPLIFICATOR DE PUTERE

6.1. Schemele principale de conectare ale mașinii electrice amplificatoare cu cîmp transversal la funcționarea ca simplu amplificator de putere

Mașinile electrice amplificatoare funcționează de obicei în regim de simplu amplificator de putere, în serie cu un amplificator sumator auxiliar, realizat fie cu amplificatoare magnetice, fie cu tuburi electronice sau cu triode semiconductoare.

Cerințele principale impuse MEA ca simplu amplificator de putere sînt liniaritatea caracteristicilor statice și rapiditate maximă. Deoarece caracteristicile MEA cu cîmp transversal se abat într-o anumită măsură de la liniaritate, la utilizarea lor ca simple amplificatoare de putere se folosesc scheme speciale de conectare, care permit reducerea distorsiunilor neliniare ale caracteristicilor statice.

În prezent se utilizează două scheme de conectare ale MEA ce funcționează în regimul de simplu amplificator de putere :

a) schema cu reacție negativă globală după tensiunea de ieșire a MEA ;

b) schema cu reacție diferențială după tensiunea de ieșire a MEA.

Schemele de conectare ale MEA cu cîmp transversal cu reacții negative globale după tensiunea de ieșire a MEA, pentru liniarizarea caracteristicilor acestora și pentru mărirea rapidității, sînt reprezentate în fig. 6.1.

Prin amplificatorul auxiliar semnalul de comandă poate fi aplicat la aceste scheme, fie la două înfășurări de comandă ale MEA conectate diferențial (fig. 6.1, *a* și *b*), fie la o înfășurare șuntată cu o rezistență de balast cu priză mediană (fig. 6.1, *c*).

Pentru introducerea semnalului de reacție negativă după tensiunea de ieșire se utilizează de obicei o înfășurare de comandă separată a MEA.

Examinînd funcţionarea MEA în gol, pentru analizarea schemei cu reacţie globală (fig. 6.1) se pot scrie următoarele ecuaţii :

$$E_3 = c'_{e1} c_{e2} \frac{w_1}{r_1 r_2} \left(k_{ec} U_1 - \frac{w_r r_1}{w_1 r_r} I_r r_r \right) \pm \Delta E_3,$$

$$I_r r_r = E_3 - r_1 \left(1 + \frac{r_r}{r_2} \right) I_r,$$

sau

$$E_3 = E_{3 \text{ med}} \pm \Delta E'_3 = \frac{k_{ec} k_{e0} U_1}{1 + \alpha \beta k_{e0}} \pm \frac{\Delta E_3}{1 + \alpha \beta k_{e0}}, \quad (6.1)$$

unde

$$k_{e0} = c'_{e1} c_{e2} \frac{w_1}{r_1 r_2}; \quad \alpha = \frac{w_r r_1}{w_1 r_r};$$

$$\beta = \frac{r_2 r_r}{r_1 r_2 + r_1 r_r + r_2 r_r}.$$

Astfel, reacţia negativă rigidă stabilizează tensiunea de ieşire a MEA pentru un semnal dat de comandă şi micşorează simţitor valoarea abaterii tensiunii datorită acţiunilor de deformare (histereză şi altele).

Micşorarea abaterii tensiunii faţă de valoarea liniară este determinată de valorile coeficienţilor: de amplificare al MEA k_{e0} , al reacţiei β şi de raportare al înfăşurărilor α .

Trebuie de asemenea menţionat că în schemele MEA cu reacţii rigide, concomitent cu micşorarea abaterilor neliniare ale tensiunii de ieşire a MEA şi cu îmbunătăţirea liniarităţii

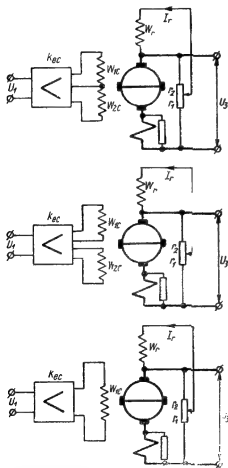


Fig. 6-1. Schema MEA cu reacție negativă globală după tensiunea de ieșire funcționând în regim de amplificator liniar de putere: cu două înfășurări de comandă de intrare conectate diferențial (a și b) și cu o înfășurare de comandă de intrare (c).

caracteristicilor scade simțitor factorul de amplificare de tensiune, care devine egal cu :

$$k'_{e0} = \frac{k_{e0}}{1 + \alpha \beta k_{e0}} \quad (6.2)$$

Scăderea puternică a factorului de amplificare reprezintă un dezavantaj al acestei scheme deoarece necesită utilizarea unor preamplificatoare cu o putere importantă la ieșire.

Schemele MEA cu reacție diferențială au indici mult mai buni (fig. 6.2).

Reacția diferențială este o reacție după diferența dintre tensiunea de comandă U_1 și o fracțiune a tensiunii de ieșire U_3 a MEA. O astfel de reacție, dînd amplificatorului toate calitățile pozitive care se realizează printr-o reacție negativă rigidă, nu micșorează factorul de amplificare de tensiune, asigurînd totodată menținerea constantă a acestuia și în zona saturației circuitului magnetic al MEA. O condiție ce trebuie îndeplinită pentru a putea utiliza reacția diferențială în amplificatorul de curent continuu o reprezintă absența legăturii electrice directe între circuitele de intrare și de ieșire ale acestuia. La MEA cu cîmp transversal această condiție este totdeauna îndeplinită.

Pentru analizarea schemei MEA cu cîmp transversal cu reacție diferențială a tensiunii de ieșire, poate fi scrisă următoarea ecuație la funcționarea în gol a MEA :

$$E_3 = k_{ec} c'_{e1} c_{e2} \frac{w_1}{r_1 r_2} U_1 + c'_{e1} c_{e2} \frac{w_r}{r_1 r_2} (k_{ec} U_1 - \beta E_3) \pm \Delta E_3 \quad (6.3)$$

sau

$$E_3 = E_{3med} \pm \Delta E_3 = \frac{k_{ec} k_{e0} (1 + \alpha) U_1}{1 + \alpha \beta k_{e0}} \pm \frac{\Delta E_3}{1 + \alpha \beta k_{e0}}, \quad (6.4)$$

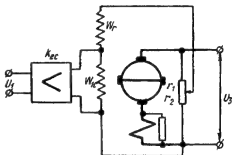


Fig. 6-2. Schema MEA cu reacție diferențială după tensiunea de ieșire, funcționînd în regim de amplificator linear de tensiune.

unde

$$\left. \begin{aligned} k_{e0} &= c'_{e1} c_{e2} \frac{w_1}{r_1 r_2}; \\ \alpha &= \frac{w_r r_1}{w_1 r_r}; \\ \beta &= \frac{r_2 r_{cr}}{r_1 r_2 + (r_1 + r_2) r_{cr}}; \\ r_{cr} &= r_r + r_1. \end{aligned} \right\} \quad (6.5)$$

Variind coeficientul de reacție β de la 0 la 1 în cazul reacției diferențiale se poate obține nu numai constanța factorului de amplificare de tensiune al MEA, ci chiar și o creștere oarecare a acestuia.

Condiția de acordare a reacției diferențiale pentru a păstra factorul de amplificare de tensiune natural al MEA este ca

$$\beta = \frac{1}{k_{e0}}. \quad (6.6)$$

În acest caz pentru MEA cu reacție diferențială se obține ecuația simplificată

$$E_3 = k_{ec} k_{e0} U_1 \pm \frac{\Delta E_3}{(1 + \alpha)}. \quad (6.7)$$

Astfel, gradul de micșorare a abaterilor neliniare ale t.e.m. a MEA cu cîmp transversal, datorită histerezei și altor cauze, este determinat de raportul de parametri ai înfășurării de comandă w_1/r_1 și ai înfășurării de reacție w_r/r_r . Printr-o alegere corespunzătoare a acestor înfășurări se poate obține micșorarea necesară a abaterii tensiunii MEA de la legea liniară.

$$\Delta E'_3 = \frac{\Delta E_3}{(1 + \alpha)}. \quad (6.8)$$

Trebuie menționat că reacția diferențială dă și posibilitatea de a stabili factorul de amplificare al MEA cu cîmp transversal care de obicei scade o dată cu saturarea sistemului magnetic. Pentru cazul $\beta = 1/k_{e0}$, valoarea factorului de amplificare al MEA cu reacție diferențială, în cazul saturației, poate fi determinată cu reacția

$$k''_{e0} = \frac{(k_{e0} - \Delta k_{e0})(1 + \alpha)}{1 + \alpha \beta (k_{e0} - \Delta k_{e0})} = k_{e0} \frac{\Delta k_{e0}}{1 + \alpha (1 - \alpha)}, \quad (6.9)$$

unde

$$\alpha = \frac{\Delta k_{e0}}{k_{e0}}. \quad (6.10)$$

Prin urmare, dacă scade cu Δk_{e0} , factorul de amplificare al MEA față de valoarea inițială datorită prezenței numitorului în ecuația (6.9), Δk_{e0} scade proporțional cu mărimea $\left[\frac{1}{1 + \alpha(1 - \alpha)} \right]$ datorită cărui fapt factorul de amplificare de tensiune poate fi obținut practic constant și în zona de saturație a MEA.

Astfel, MEA cu câmp transversal în schema cu reacție diferențială în comparație cu schema cu reacție simplă are caracteristici mult mai bune datorită menținerii constante a factorului de amplificare de tensiune rezultat.

Schemele de conectare a MEA examinate mai sus se utilizează pe scară largă în sistemele de automatizare cu mașini electrice, cea mai largă răspândire căpătând-o schemele simple și sigure cu reacții negative globale. Schemele MEA cu reacție diferențială se utilizează deocamdată mai rar.

Amplificatoarele auxiliare se aleg de obicei după puterea consumată de circuitul de comandă al MEA, avînd în vedere funcționarea sa într-o schemă sau în alta.

Pentru schemele MEA cu reacție negativă (vezi fig. 6.1) factorul de amplificare al acestora depinde de valoarea reacției și este determinat de următorul raport :

$$k'_{e0} = \delta k_{e0} = \frac{k_{e0}}{1 + \alpha \beta k_{e0}}. \quad (6.11)$$

Mărimea δ este denumită coeficient de statism, deoarece aceasta caracterizează micșorarea relativă a abaterilor tensiunii MEA (fig. 6.3). Într-adevăr,

$$\delta = \frac{1}{1 + \alpha \beta k_{e0}} = \frac{\Delta E'_3}{\Delta E_3}. \quad (6.12)$$

Deci fiind dată valoarea coeficientului de statism δ pe baza puterii nominale a înfășurării de comandă a MEA se poate determina puterea amplificatorului auxiliar, în cazul reacției negative, cu formula

$$P'_1 = \frac{P_{1n}}{\delta}. \quad (6.13)$$

Deoarece înlăsurările de comandă ale MEA sînt prevăzute pentru o anumită suprasarcină, valoarea δ nu poate fi adoptată mai mică decît o anumită limită. În particular, înlăsurările de comandă ale seriei standard ЭМУ permit o suprasarcină de

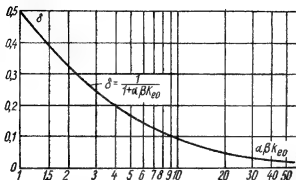


Fig. 6-3 Coeficientul de statism al MEA cu reacție negativă rigidă în funcție de parametrii mașinii.

dacă se obține factorul de amplificare natural (fig. 6.4) și de aceea, este mult mai convenabilă decît schema cu reacție negativă.

Pentru schema MEA cu reacție diferențială (vezi fig. 6.2) factorul de amplificare de tensiune poate fi nu numai păstrat același ca și în cazul conectării normale, ci chiar poate fi mărit în anumite limite. În afară de

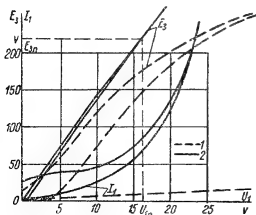


Fig. 6-4. Caracteristicile MEA cu reacție diferențială :

1 — fără reacție; 2 — cu reacție diferențială

5—10 ori; de aceea, cu ajutorul reacției negative se poate realiza o micșorare a abaterilor neliniare ale tensiunii pînă la 10—20% față de abaterile corespunzătoare ale caracteristicilor naturale.

Reacția diferențială nu necesită o putere suplimentară pentru alimentarea circuitului de comandă

Reacția diferențială nu necesită o putere suplimentară pentru alimentarea circuitului de comandă dacă se obține factorul de amplificare natural (fig. 6.4) și de aceea, este mult mai convenabilă decît schema cu reacție negativă. Pentru schema MEA cu reacție diferențială (vezi fig. 6.2) factorul de amplificare de tensiune poate fi nu numai păstrat același ca și în cazul conectării normale, ci chiar poate fi mărit în anumite limite. În afară de aceasta, reacția diferențială dă posibilitatea asigurării unei valori constante a factorului de amplificare în zona de saturație a MEA.

Valorile precise ale puterii de comandă a MEA în schema cu reacție diferențială pot fi calculate plecînd de la precizia dorită a liniarizării caracteristicilor MEA și de la zona de stabilizare a factorului de amplificare de tensiune al acesteia.

6.2. Alegerea elementelor schemelor mașinilor electrice amplificatoare cu câmp transversal cu amplificatoare magnetice auxiliare

Pentru funcționarea în serie cu MEA cu câmp transversal de obicei se utilizează amplificatoare magnetice în contratimp cu ieșirea în curent continuu. Din varietatea de scheme ale amplificatoarelor magnetice, în acest scop se folosesc următoarele:

- a) amplificatoare magnetice în contratimp cu reacție comună după curentul de sarcină al amplificatorului;
- b) amplificatoare magnetice în contratimp cu reacție separată după curentul de sarcină al amplificatorului;
- c) scheme în contratimp cu două amplificatoare magnetice cu o alternanță cu reacții externe;
- d) scheme în punte cu două amplificatoare magnetice dedublate și cu reacții interne.

Schema amplificatorului magnetic în contratimp cu reacție comună după curentul de sarcină (fig. 6.5) cuprinde un transformator de alimentare (T_r), două amplificatoare magnetice ($AM1$ și $AM2$), două punți redresoare ($PR1$ și $PR2$) și rezistențe în circuitul de sarcină (R_b) și în circuitul înfășurării de polarizare (R_p).

Dacă semnalul U_1 lipsește la intrarea amplificatorului magnetic, miezurile amplificatoarelor $AM1$ și $AM2$ se magnetizează numai datorită curenților de polarizare I_p egali. Prin înfășurările de curent alternativ în acest caz, trec curenți identici ca valoare $I_1 = I_2$. Curenții redresați I_1 și I_2 în cazul când nu avem semnal la intrarea amplificatorului magnetic sînt de asemenea egali între ei și în circuitul sarcinii R_s nu trece curent ($I_s = I_1 - I_2 = 0$).

Dacă la intrarea amplificatorului magnetic se aplică o tensiune oarecare U_1 , fluxul magnetic creat de aceasta într-unul (de

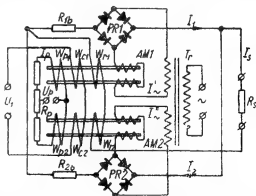


Fig 6-5. Schema amplificatorului magnetic în contratimp, cu reacție comună după curentul de sarcină

exemplu în primul) din amplificatoare coincide iar în celălalt (în cel de-al doilea) este orientat în sens opus cîmpului înfășurării de polarizare. În acest caz curenții I_1 și I_2 cresc, iar I_1' și I_2' se micșorează și prin circuitul de sarcină începe să treacă curentul

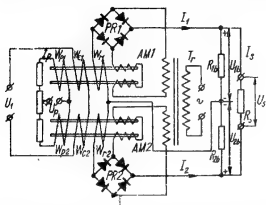


Fig. 6-6. Schema amplificatorului magnetic în contratimp cu reacție separată după curentul de sarcină.

aceste rezistențe de balast ar lipsi, curenții I_1 și I_2 s-ar închide prin punțile redresoare corespunzătoare PR1 și PR2. De aceea, în cazul cînd $R_{1b} = R_{2b} = 0$ curentul de sarcină I_s ar fi fost cu mult mai mic decît diferența dintre curenții I_1' și I_2' din înfășurările de curent alternativ.

Schema amplificatorului magnetic în contratimp cu reacție separată după curentul de sarcină (fig. 6.6), conține aceleași elemente ca și schema reprezentată în fig. 6.5, iar principiul ei de funcționare este analog. Deosebirea principală a acestei scheme constă în aceea că în această schemă prin circuitele înfășurărilor de reacție w_{r1} și w_{r2} trece curent și atunci cînd semnalul la intrarea amplificatorului lipsește. Aceasta asigură o valoare mai mare a intensității cîmpului de premagnetizare, datorită reacției și o creștere a puterii la ieșirea amplificatorului magnetic, care este proporțională aproximativ cu puterea întâia a acestei intensități. De aceea puterea maximă la ieșirea amplificatorului magnetic cu reacție separată este de obicei de 100—500 ori mai mare decît puterea la ieșirea amplificatorului magnetic cu reacție comună, pentru aceleași dimensiuni ale miezurilor amplificatoarelor.

În schema reprezentată a amplificatorului magnetic pentru reacția separată se tolosește circuitul de ieșire care are înseriate

$I_s = I_1 - I_2$. Același curent, trecînd prin înfășurările de reacție w_{r1} și w_{r2} creează un cîmp magnetic, care coincide cu cîmpul înfășurărilor de comandă, fapt care duce la creșterea importantă a factorului de amplificare al amplificatorului magnetic.

Pentru stabilizarea curentului în sarcină R_s , în serie cu punțile redresoare PR1 și PR2 se conectează rezistențele de balast R_{1b} și R_{2b} . Dacă

rezistențele de balast R_{1b} și R_{2b} , în paralel cu care se conectează sarcina R_s .

Circuitul de ieșire al amplificatorului magnetic reprezentat în fig. 6.6 funcționează în modul următor. Pe rezistențele de balast R_{1b} și R_{2b} amplificatoarele magnetice corespunzătoare cu o alternanță creează căderile de tensiune U_{1b} și U_{2b} . Tensiunea la rezistența de sarcină R_s se obține ca diferența dintre tensiunile rezistențelor de balast: $U_s = U_{1b} - U_{2b}$. Dacă lipsesc rezistențele de balast, schema nu poate funcționa deoarece pentru $R_{1b} = 0$ și $R_{2b} = 0$, indiferent de semnalul de intrare U_1 , tensiunea la rezistența de sarcină R_s este totdeauna egală cu 0: $U_{1b} = U_{2b} = 0$ și $U_s = 0$.

Comparînd între ele schemele amplificatoarelor magnetice în contratimp cu reacție comună și separată după curentul de sarcină, observăm că dezavantajul lor comun îl reprezintă randamentul scăzut, determinat de pierderile importante de putere în rezistențele de balast, din care cauză acestea se confecționează numai pentru puteri mici.

Schema amplificatorului magnetic cu reacție comună are o stabilitate mai bună a nulului, fapt datorită căruia acestea se folosesc în special pentru amplificatoarele de tensiune.

Schema amplificatorului magnetic cu reacție separată are o stabilitate mai slabă a nulului și nu poate fi utilizată pentru o amplificare mai importantă a tensiunii, însă datorită puterii mari de ieșire se utilizează în etajele de putere.

Pentru obținerea puterii maxime la ieșirea amplificatoarelor magnetice în contratimp trebuie menținute rapoartele optime dintre valorile rezistențelor de balast și rezistența de sarcină.

În schema cu conectarea în paralel a rezistențelor de balast valorile optime ale acestora se determină din relația

$$R_s = \frac{1}{\sqrt{2}} R_b. \quad (6.14)$$

În mod corespunzător pentru schema cu conectarea în serie a rezistențelor de balast avem:

$$R_s = \sqrt{2} R_b. \quad (6.15)$$

Trebuie menționat că valoarea rezistenței de balast R_b la prima schemă cuprinde și rezistența directă a punții redresoare.

Dacă în calitate de sarcină a amplificatorului magnetic, care funcționează în serie cu MEA, se poate utiliza nu una, ci două

înfășurări de comandă, rezultatele optime se obțin în cazul cînd fiecare dintre înfășurările de comandă se conectează separat la ieșirea fiecărui amplificator magnetic cu alternanță (fig. 6.7).

Schema reprezentată în fig. 6.7 conține aceleași elemente ca și cea anterioară (fig. 6.6) însă se deosebește prin aceea că nu cuprinde rezistențe de balast și fiecare amplificator magnetic alimentează circuitul separat al sarcinii (una din cele două înfășurări de comandă ale MEA) R_{1s} sau R_{2s} .

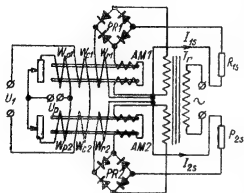


Fig 6-7 Schema amplificatorului magnetic în contratimp cu două amplificatoare magnetice cu reacții externe și sarcină separată

Într-o astfel de configurație, creșterea curentului la ieșirea unui amplificator și micșorarea curentului la ieșirea celuilalt. O dată cu schimbarea polarității semnalului de comandă se schimbă sensul tensiunii magnetomotoare rezultante din sarcină.

Utilizarea ca sarcină a celor două înfășurări ale MEA cu cîmp transversal dă posibilitatea să se elimine rezistențele de balast și să se mărească randamentul amplificatoarelor magnetice. Amplificatoarele magnetice în contratimp cu sarcină separată permit obținerea unor factori de amplificare de putere de 5—10 ori mai mari decît la amplificatoarele magnetice cu sarcină comună, la un randament mai mare.

Randamentul optim (teoretic pînă la 50%) este asigurat de schema în punte a amplificatorului magnetic cu reacție internă (fig. 6.8). Aceasta conține două amplificatoare magnetice AM1 și AM2, fiecare dintre ele avînd două perechi de înfășurări de lucru de curent alternativ. Pentru alimentarea înfășurărilor de lucru servește transformatorul de rețea T_r cu 5 înfășurări. Înfășurările de lucru ale fiecărui amplificator magnetic formează cîte două brațe opuse ale schemei în punte. Reacția internă din ampli-

cuprinde rezistențe de balast și fiecare amplificator magnetic alimentează circuitul separat al sarcinii (una din cele două înfășurări de comandă ale MEA) R_{1s} sau R_{2s} .

Sarcinile R_{1s} și R_{2s} , care reprezintă două înfășurări identice ale MEA, se conectează astfel încît tensiunea magnetomotoare rezultantă a celor două înfășurări să fie proporțională cu diferența dintre curenții de sarcină ai amplificatoarelor magnetice I_{1s} și I_{2s} . Ca și în schemele descrise mai sus, semnalul de comandă U_1 determină concomi-

ficatoare se realizează prin conectarea înfășurărilor de lucru la transformatorul de rețea printr-un sistem de redresoare. Într-un astfel de montaj, curentul redresat, trecând prin înfășurările de

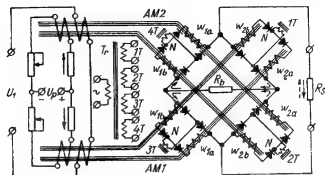


Fig. 6-8. Schema amplificatorului magnetic în punte cu reacții interne.

lucru ale amplificatoarelor, va magnetiza miezurile acestora, în mod analog ca în cazul utilizării unei reacții pozitive normale de curent.

Pentru același volum de cupru pierderile în amplificatoarele magnetice cu reacție externă pot fi considerate aproximativ de două ori mai mari decât la amplificatoarele cu reacție internă, adică schemele cu reacție internă au un randament mai bun.

Înfășurările de comandă ale fiecărui amplificator magnetic din punte se conectează în serie și în opoziție una față de alta, astfel încât atunci când un miez se magnetizează, celălalt se demagnetizează. Într-o diagonală a punții se conectează sarcina R_s (înfășurarea de comandă a MEA) iar în cealaltă diagonală — rezistența de balast R_b .

Curenții inițiali ai amplificatoarelor AM1 și AM2 prin modificarea polarizării se aleg identici și astfel încât valorile lor să corespundă mijlocului porțiunii liniare a caracteristicilor amplificatoarelor. În acest caz, dacă lipsește semnalul de comandă, curentul din sarcina R_s este egal cu zero, iar curentul care trece prin rezistența de balast R_b este egal cu suma curenților I_1 și I_2 . Când amplificatorul AM1 este magnetizat iar amplificatorul AM2 demagnetizat, curentul I_2 devine mai mic decât curentul I_1 și prin sarcina utilă R_s trece un curent egal cu diferența $I_1 - I_2 = I_s$. Dacă se schimbă polaritatea semnalului de comandă, curentul din sarcina R_s își schimbă sensul.

În comparație cu amplificatorul în contratimp cu sarcină separată, amplificatorul magnetic în punte are un factor de amplificare mai mare pentru aceleași dimensiuni ale miezurilor.

Pentru atingerea eficacității maxime a amplificatorului magnetic în punte, relația optimă dintre rezistența de sarcină și rezistențele de balast este :

$$Z_b = Z_s. \quad (6.16)$$

De aceea, cînd amplificatorul magnetic în punte cu rezistență de balast activă debitează pe înfășurarea de comandă a MEA, această înfășurare se șuntează de obicei cu o capacitate și cu o rezistență pentru compensarea inductanței acesteia.

Alegerea setului de înfășurări de comandă ale MEA cu cîmp transversal pentru funcționarea în serie cu un preamplificator magnetic se face plecînd de la condiția de a se asigura transferul maxim de putere de la amplificatorul magnetic.

Pentru obținerea transferului maxim de putere de la amplificatorul magnetic, rezistența de sarcină trebuie să fie egală cu rezistența totală a circuitului înfășurărilor de lucru de curent alternativ, adică

$$R_s = R_{\Sigma\sim}. \quad (6.17)$$

Rezistența circuitului înfășurărilor de lucru de curent alternativ cuprinde rezistența proprie a înfășurărilor de curent alternativ R_{\sim} , rezistența înfășurării reacției de curent R_r și rezistența redresorului R_R :

$$R_{\Sigma\sim} = R_{\sim} + R_r + R_R. \quad (6.18)$$

Deoarece rezistența punții redresoare este determinată de numărul n al elementelor redresoare și de curentul maxim ce trece prin redresor I_{Rm} , care la rîndul său este determinat de tensiunea redresată de ieșire U_n a amplificatorului magnetic, și de rezistența de sarcină R_s , adică

$$I_{Rm} = \frac{U_n}{R_s + R_{\sim} + R_r}, \quad (6.19)$$

rezistența de sarcină a amplificatorului magnetic dat, se adoptă din relația

$$R_s = \frac{R_{\sim} + R_r}{0,1 \dots 0,3}. \quad (6.20)$$

Pentru rezistența de sarcină aleasă dacă dăm valoarea maximă a curentului de sarcină I_{max} , din catalog se alege tipul de redre-

sor, iar apoi după valoarea maximă a tensiunii redresate se determină numărul de elemente n . Pentru funcționarea în schemele cu o alternanță elementele redresoare se aleg după curentul total al redresorului I_{max} . Pentru funcționarea în schemele în punte cu redresarea ambelor alternanțe, elementele redresoare se aleg după jumătate din valoarea curentului redresat, adică $\frac{1}{2} I_{max}$.

Pentru redresoarele cu seleniu numărul elementelor în schemele cu o alternanță se determină din relația

$$n = \frac{U_n}{6,5} \quad (6.21)$$

iar pentru funcționarea în schemele în punte cu redresarea ambelor alternanțe

$$n_p = \frac{U_n}{13} \quad (6.22)$$

Rezistența punții redresoare se calculează cu formula următoare :

$$R_R = \frac{\Delta U_R \cdot 2n}{I_{max}}, \quad (6.23)$$

unde ΔU_R este căderea de tensiune pe fiecare element redresor pentru valoarea nominală a curentului redresat. Pentru redresoarele cu seleniu $\Delta U_r = 0,55$ V.

Avînd toate valorile rezistențelor, tensiunea transformatorului de rețea T_r la care se conectează amplificatoarele magnetice se determină cu formula

$$U_{tr} = 1,11 I_{max} (R_{\sim} + R_r + R_R + R_s). \quad (6.24)$$

Trebuie avut în vedere că pentru amplificatoarele magnetice cu schema de legare în paralel a rezistențelor de balast (vezi fig. 6.5), rezistența echivalentă de sarcină pentru fiecare amplificator se calculează cu formula

$$R_{se} = \frac{2R_g R_s + R_b^2}{R_b + R_s}. \quad (6.25)$$

Valoarea curentului echivalent de sarcină pentru fiecare amplificator în acest caz se ia egală cu :

$$I_1 = I_s \frac{R_s + 2R_b}{R_b}, \quad (6.26)$$

Pentru amplificatoarele magnetice cu rezistențe de balast conectate în serie (vezi fig. 6.6) ca rezistență echivalentă de sarcină pentru fiecare element amplificator, se adoptă următoarea valoare :

$$R_{se} = \frac{R_s R_b + R_b^2}{R_s + 2R_b} . \quad (6.27)$$

Valoarea curentului echivalent pentru acest caz se calculează cu formula

$$I_1 = I_s \frac{R_s + R_b}{R_b} . \quad (6.28)$$

6.3. Alegerea elementelor schemelor mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp transversal cu amplificatoare electronice auxiliare

Pentru funcționarea în serie cu MEA cu cîmp transversal în prezent au o largă răspîndire amplificatoarele electronice.

Pentru schemele MEA cu două înfășurări de comandă conectate diferențial se utilizează amplificatoare în contratimp obișnuite, executate cu pentode sau cu tetrode de putere.

Pentru schemele MEA cu o înfășurare de comandă se utilizează amplificatoare cu sarcină anodică (cu rezistențe de balast conectate în serie) și cu sarcină catodică (cu rezistențe de balast conectate în paralel).

Amplificatoarele electronice care funcționează cu MEA independent de schema circuitului de ieșire, de regulă, se construiesc în două etaje : primul etaj, ca amplificator de tensiune, iar cel de-al doilea — ca amplificator de putere. Etajul de amplificare de tensiune se realizează, de obicei, după schema în contratimp cu o triodă dublă.

Schema-tip a amplificatorului electronic în contratimp cu două etaje și ieșire diferențială pentru funcționare cu MEA cu cîmp transversal este reprezentată în fig. 6.9.

Primul etaj al amplificatorului este realizat ca amplificator de tensiune cu trioda dublă 6H8C și se alimentează de la tubul redresor 5U4C stabilizat cu stabilizatoarele de tensiune CT-4C. Intrarea primului etaj are două potențiometre pentru însumarea semnalelor de intrare. Alimentarea etajului este simetrică și se aplică la catodul comun al triodei duble și la punctul median al sarcinii anodice.

Pentru acordarea precisă a simetriei celor două jumătăți de etaj, în circuitul sarcinii anodice se introduce o rezistență reglabilă de 6,8 k Ω . Negativarea necesară la grilele celor două jumătăți ale triodei duble, se aplică de la rezistența catodică de 680 Ω .

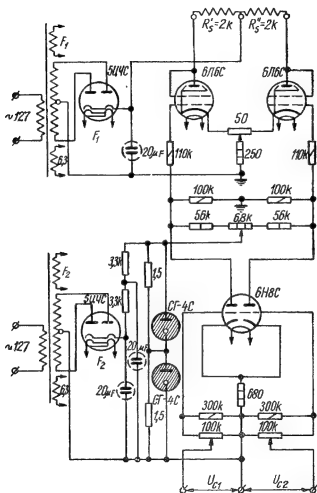


Fig. 6-9. Schema amplificatorului electronic în două etaje cu ieșire diferențială pentru MEA cu câmp transversal.

Tensiunea de ieșire a primului etaj se obține ca diferența dintre căderile de tensiune pe rezistențele anodice datorite curentului jumătății drepte și a jumătății stângi ale triodei duble și se ia direct de la anozii triodei duble.

În absența semnalului de intrare, curentul de mers în gol al amplificatorului determină o cădere de tensiune identică la ambele rezistențe anodice astfel că tensiunea la ieșirea etajului este egală cu zero. La schimbarea polarității semnalului de intrare, se schimbă valorile curenților din jumătățile corespunzătoare ale triodei duble, fapt care duce la modificarea valorii căderii de tensiune pe rezistențele sarcinii anodice și, în conformitate cu polaritatea semnalului de intrare, se modifică polaritatea tensiunii de ieșire a primului etaj de amplificare.

Primul etaj de amplificare ca etaj de amplificare de tensiune se calculează și se acordează pentru funcționarea în regimul clasă A care prevede reproducerea cu distorsiuni mici a oscilațiilor complete ale semnalului, aplicat la intrarea amplificatorului (vezi fig. 6.10, *a*). Regimul de amplificare clasă A se realizează

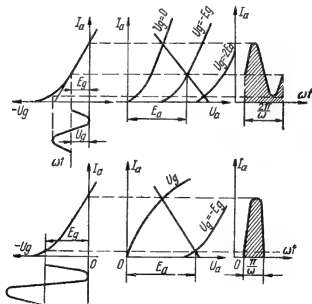


Fig. 6-10. Caracteristicile regimurilor de amplificare ale tuburilor electronice

a — clasă de amplificare A; *b* — clasă de amplificare B.

prin alegerea corespunzătoare a punctului de funcționare pe caracteristicile tubului și a valorii rezistenței de sarcină. Deoarece cele două brațe ale amplificatorului în contratimp sînt complet simetrice, calculul amplificatorului se efectuează de obicei pentru un

braț, cu jumătate din sarcină P_1 . Dacă rezistența interioară R_l a tubului este constantă, transferul maxim de putere de la amplificator se obține în cazul egalității rezistenței R_a de sarcină și R_l a tubului, adică

$$\alpha = \frac{R_a}{R_l} = 1. \quad (6.29)$$

Datorită neliniarității caracteristicilor tubului, pentru amplificatoarele electronice această condiție nu este optimă.

Pentru amplificarea semnalului aplicat la grila tubului fără distorsiuni importante, valoarea sa trebuie să fie legată de coeficientul sarcinii anodice α . În acest caz, maximumul puterii utile se obține pentru $\alpha > 1$, deoarece o dată cu creșterea rezistenței anodice R_a , caracteristica dinamică a tubului este mai aplatizată, ceea ce permite să se mărească amplitudinea semnalului la grilă. De aceea, valoarea optimă a coeficientului sarcinii anodice se află de obicei în limitele 3...4, adică

$$R_a = (3 \dots 4) R_l. \quad (6.30)$$

Practic, dacă sînt date puterea $P_{a \max}$, factorul de amplificare și tubul ales pentru amplificator, pentru tensiunea anodică dată E_a se determină amplitudinea variației tensiunii la grilă și negativarea:

$$U_g = E_g = \frac{0,9(1+\alpha)}{\mu(2+\alpha)} E_a. \quad (6.31)$$

Apoi, pe rețeaua caracteristicilor anodice ale tubului se tracează linia de sarcină (fig. 6.11), se determină curentul de mers în gol I_0 al amplificatorului și se calculează rezistența interioară R_l a tubului cu relația

$$R_l = \frac{y}{I_0}, \quad (6.32)$$

Cu valoarea cunoscută a curentului de mers în gol se determină rezistența de negativare

$$R_k = \frac{E_g}{I_0}. \quad (6.33)$$

Mai departe, din relația dintre segmentele a și b de pe diagrama reprezentată în fig. 6.11 se determină coeficientul de neliniaritate

$$\gamma_2 = \frac{1}{2} \frac{a-b}{a+b} \leq (0,03 \dots 0,05). \quad (6.34)$$

În sfîrșit, se verifică capacitatea tubului de a ceda puterea necesară în circuitul anodic după valoarea rezistenței interioare a tubului :

$$R_t \leq \frac{E_a^2}{20P_1}, \quad (6.35)$$

unde

$$P_1 = I_{am}^2 R_a. \quad (6.36)$$

Dacă rezistența interioară a tubului nu satisface inegalitatea arătată, trebuie mărit coeficientul α și se repetă calculul. Pentru o valoare mai mare a coeficientului α , punctul de funcționare pe caracteristicile anodice ale tubului coboară, ceea ce micșorează curentul de mers în gol I_0 și o dată cu aceasta și încălzirea anodului.

Al doilea etaj de amplificare (vezi fig. 6.9) joacă rol de amplificator de putere și cuprinde două pentode 6Π6С (poate fi realizat și din două tetrode cu fascicul dirijat 6Π3 sau din alte tuburi de putere) și se alimentează de la al doilea redresor. La intrarea celui de-al doilea etaj se aplică tensiunea și la ieșirea primului etaj, care prin divizorul de tensiune de grilă format din două

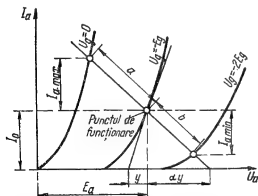


Fig. 6-11. Construcția caracteristicii dinamice pentru calculul etajului de amplificare de tensiune în clasa A.

rezistențe de câte 100 kΩ și prin rezistențele care limitează curenții de grilă, se aplică la grilele de comandă ale pentodelor 6Π6С. Negativarea constantă a grilelor de comandă ale pentodelor este dată de rezistența catodică de 250 Ω. Sarcina anodică a celui de-al doilea etaj o formează două înfășurări de comandă, de rezistență mare ale MEA, conectate diferențial. Alimentarea celui de-al doilea etaj, ca și a primului, este simetrică și se aplică

între punctul mediu al sarcinii anodice și punctul mediu al circuitului catodilor uniți ai celor două pentode. Pentru acordarea precisă a simetriei de funcționare a celui de-al doilea etaj al amplificatorului, alimentarea în circuitul catodic se aplică printr-un potențiometru cu rezistență de 50 Ω.

Tensiunea de ieșire la etajul de amplificare de putere se obține ca diferența dintre căderile de tensiune de pe cele două înfășurări de comandă ale MEA, care formează sarcina anodică. Curentul echivalent de comandă al MEA pentru o astfel de conectare, reprezintă diferența curenților anodici al primei și al celei de a doua pentode ale celui de-al doilea etaj al amplificatorului electronic. Cel de-al doilea etaj al amplificatorului electronic, ca etaj de amplificare de putere, de obicei se calculează și se acordează pentru funcționarea în regimul de amplificare în clasa AB_1 .

Regimul de amplificare în clasa B prevede utilizarea fiecărei jumătăți de amplificator pentru amplificarea unipolară a semnalului de intrare (vezi fig. 6.10, *b*), în urma căreia pentru aceeași putere utilă, cedată sarcinii, în regimul de amplificare în clasa B scad pierderile de putere în tub și devine posibilă obținerea unei puteri mari de ieșire.

Natural că regimul de funcționare al amplificatorului în clasă B, este însoțit de distorsiuni suplimentare ale semnalului amplificat, însă acestea nu sînt importante, deoarece factorul de amplificare al etajelor de putere este, de obicei, foarte mic. Regimul de amplificare în clasa B, la fel ca și în clasa A, se realizează prin alegerea corespunzătoare a punctelor de funcționare pe caracteristicile pentodelor și printr-o alegere corectă a valorilor rezistenței de sarcină.

Calculul etajului de amplificare de putere, la fel ca și calculul etajului de amplificare de tensiune, din cauza simetriei brațelor amplificatorului se efectuează pentru un braț reprezentînd o jumătate a sarcinii R_{s1} . Deoarece proprietățile amplificatoarelor de putere care funcționează cu pentode sau tetrode cu fascicul dirijat se deosebesc puțin între ele, acestea se calculează prin aceeași metodă.

Regimul ideal de amplificare în clasa B poate fi realizat numai cu triode. În acest caz, unul din dezavantajele esențiale ale regimului B îl reprezintă necesitatea aplicării unei tensiuni negative continue la grilele tuburilor de la o sursă specială de alimentare, deoarece curentul de repaus al amplificatorului este foarte mic, fapt care exclude posibilitatea utilizării autonegativării.

La amplificatoarele de putere cu pentode sau cu tetrode cu fascicul dirijat datorită porțiunii curbilinii mari a caracteristicii anodice nu se reușește să se realizeze un regim de amplificare în clasa B „pur”. De obicei, astfel de amplificatoare funcționează în regimul AB_1 , adică în regimul intermediar de amplificare între

clasele A și B, apropiindu-se mai mult de clasa B, însă cu curen-
tul de mers în gol mult deosebit de zero.

Tipul pentodei sau al tetrodei cu fascicul dirijat pentru etajul
de amplificare de putere se alege după puterea maximă a pier-
derilor la anodul tubului $P_{a\max}$, care trebuie să satisfacă urmă-
toarea relație :

$$P_{a\max} \geq \frac{P_s}{2} = P_{s1}. \quad (6.37)$$

Pentru regimul de amplificare AB_1 curen-
tul de mers în gol se ia egal de 20...30% din valoarea maximă a curen-
tului anodic I_{aM} .

Rezistența de sarcină a pentodei sau a tetrodei cu fascicul
dirijat la amplificatorului de putere în contratimp se determină
plecînd de la condiția de obținere de la tub a puterii utile maxime.
Această condiție se satisface prin alegerea pantei liniei de sar-
cină pe caracteristica tubului astfel încît produsul $U_a I_{aM}$ să fie
maxim. Pe graficul caracteristicilor pentodei (sau tetrodei) se

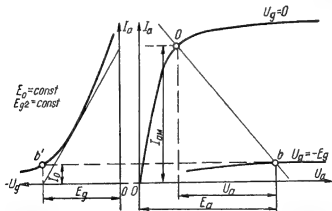


Fig 6-12. Construcția caracteristicilor dinamice pentru
calculul etajului de amplificare de putere în clasa AB_1 .

determină, în primul rînd, punctul superior a al liniei de sarcină
corespunzător valorii maxime a curen-
tului anodic I_{aM} pentru ten-
siunea de grilă $U_g = 0$ (fig. 6.12).

Mai departe după curen-
tul maxim I_{aM} se calculează ten-
siunea
anodică de alimentare

$$E_a = \frac{5P_{s1}}{I_{aM}}. \quad (6.38)$$

Valoarea tensiunii anodice obținută trebuie să fie mai mică decât cea admisă pentru tipul dat de tub al amplificatorului :

$$E_a \leq E_{a \text{ adm}}. \quad (6.39)$$

Tensiunea de negativare se determină, pentru tensiune anodică dată, prin segmentul limitat de tangenta la partea aplatizată mijlocie a caracteristicii de grilă (vezi fig. 6.12). După aceeași caracteristică se determină și curentul de mers în gol I_0 corespunzător tensiunii de negativare a grilei. Transportînd punctul de funcționare în gol pe caracteristica pentodei, pentru negativarea dată în punctul b , se trasează pe familia caracteristicilor anodice linia de sarcină. Puterea utilă, cedată de tub, în acest caz va fi :

$$P_1 = U_a I_{aM} \quad (6.40)$$

corespunzător căreia rezistența de sarcină este

$$R_{s1} = \frac{U_a}{I_{aM}}. \quad (6.41)$$

Rezistența de negativare este

$$R_k = \frac{E_g}{I_0}. \quad (6.42)$$

După alegerea elementelor etajului de amplificare de putere se verifică de obicei puterea pierderilor la anozii tuburilor acestuia.

În regimul semnalului maxim

$$U_g = E_g \quad (6.43)$$

$$P_{a \text{ max}} = E_a I_{aM} - P_1 < P_a. \quad (6.44)$$

Dacă această inegalitate este satisfăcută, amplificatorul va funcționa normal.

Pentodele sau tetrodele cu fascicul dirijat existente dau posibilitate să se obțină la ieșirea amplificatorului electronic cu două tuburi, o putere pînă la 20—40 W, în timp ce puterea de excitație a MEA standardizate cu cîmp transversal, nu depășește 0,5—1,0 W. Prin urmare, chiar fără conectarea în paralel a tuburilor în etajul de ieșire a amplificatoarelor electronice se pot realiza toate schemele de conectare ale MEA pentru funcționare ca simplu amplificator de putere.

Spre deosebire de amplificatoarele magnetice, însumarea semnalelor la amplificatorul electronic este legată de obicei de realizarea unui contact galvanic între circuitele a căror semnale se însumează. Dacă în amplificatorul electronic este necesar să se

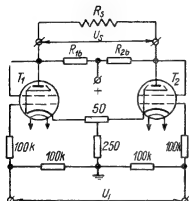


Fig. 6-13. Schema etajului de putere al amplificatorului electronic cu ieșire pe anod, pentru MEA cu cîmp transversal.

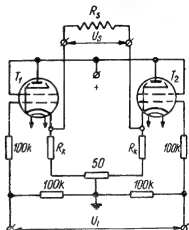


Fig. 6-14 Schema etajului de putere al amplificatorului electronic cu ieșirea pe catod, pentru MEA cu cîmp transversal.

însumeze semnale mult diferite ca valoare, se obișnuiește adesea aplicarea semnalului mare în circuitele de cuplaj ale celor două etaje. În acest caz, acesta se aplică direct la rezistența de grilă a etajului de ieșire al amplificatorului electronic. Dacă MEA cu cîmp transversal se conectează în schema cu reacție diferențială, ca sarcină a amplificatorului electronic poate fi utilizată numai o singură înfășurare de comandă a MEA. În acest caz, se modifică circuitul de ieșire al etajului de amplificare de putere al amplificatorului electronic.

Pentru funcționarea cu o sarcină de mare rezistență se utilizează de obicei schema etajului de putere cu sarcină anodică (vezi fig. 6.13), iar pentru funcționarea cu o rezistență de sarcină relativ mică — schema cu sarcină catodică (vezi fig. 6.14).

Curenții anodici ai tuburilor T_1 și T_2 (vezi fig. 6.13) trecînd prin rezistențele de balast R_{1b} și R_{2b} determină pe acestea căderi de tensiune corespunzătoare. Diferența dintre acestea reprezintă tensiunea de ieșire a etajului de putere, la care se conectează

sarcina R_s . Puterea maximă la sarcină se obține în cazul următoarelor relații dintre rezistențe :

$$R_s = \frac{1}{\sqrt{2}} R_b. \quad (6.45)$$

În cazul sarcinii anodice a etajului de putere, ca rezistență de sarcină de calcul se adoptă

$$R_{1se} = \frac{R_s R_b + R_b^2}{R_s + 2R_b}. \quad (6.46)$$

Curentul în rezistența de sarcină R_s este legat în acest caz de curentul tuburilor etajului de amplificare de putere prin următoarea relație :

$$I_s = I_{1a} \frac{R_b}{R_s + R_b}. \quad (6.47)$$

Curentul maxim în sarcina R_s va fi evident egal cu

$$I_{sM} = I_{aM} \frac{R_b}{R_s + R_b}. \quad (6.48)$$

Schema etajului de ieșire al amplificatorului electronic cu ieșire pe catod este reprezentată în fig. 6.14. În această schemă circuitele catodilor sînt separate și în fiecare din acestea este conectată rezistența catodică proprie R_{1c} ; R_{2c} . Rezistența de sarcină R_s se conectează în paralel cu circuitul rezistențelor catodice. Dacă apare o diferență între curenții care trec prin rezistențele catodice, o parte din curent se ramifică în rezistența de sarcină R_s . Deoarece rezistențele catodice se aleg plecînd de la condiția obținerii negativării automate necesare la grilele tuburilor T_1 și T_2 și au de obicei o valoare mică, rezistența de sarcină R_s în acest caz trebuie de asemenea să fie de valoare relativ mică.

Puterea maximă din sarcina R_s în cazul ieșirii pe catod a etajului de amplificare de putere se obține atunci cînd avem următoarea relație între rezistențe :

$$R_s = \sqrt{2} R_K. \quad (6.49)$$

La calculul etajului de amplificare de putere cu ieșire pe catod se operează cu rezistența echivalentă care se determină cu ajutorul relației

$$R_{Ke} = \frac{R_K^2 + R_K R_s}{2R_K + R_s}. \quad (6.50)$$

Curentul de sarcină din amplificatorul cu sarcina în catod se determină din ecuația

$$I_s = I_{1a} \frac{R_K}{2R_K + R_s} \quad (6.51)$$

Trebuie menționat că atât în cazul ieșirii pe anod cît și în cazul ieșirii pe catod o parte din putere se pierde în rezistențele de balast și puterea de ieșire a amplificatorului electronic scade cel puțin de patru ori; la amplificatoarele cu ieșire pe catod, micșorarea puterii utile este întotdeauna mai mare decît la amplificatoarele cu ieșire pe anod. În afară de aceasta, la amplificatoarele cu ieșire pe anod, datorită separării catodilor tuburilor apare adesea o dezechilibrare nedorită a schemei datorită alunecării catodice a nului. De aceea, amplificatoarele cu ieșire pe catod se utilizează numai în cazurile cînd celelalte scheme de ieșire nu corespund ca valoare a rezistenței de sarcină, de exemplu, cînd amplificatorul electronic trebuie conectat la o înfășurare de rezistență mică, ca înfășurarea de comandă a MEA cu cîmp transversal.

6.4. Procesele tranzitorii în mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal funcționînd în serie cu un amplificator magnetic

Amplificatoarele auxiliare pentru legarea în serie cu MEA cu cîmp transversal, realizate sub formă de elemente magnetice sau cu tuburi electronice, au reacții ale curentului de sarcină. De

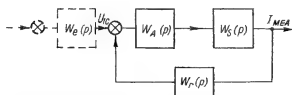


Fig. 6-15. Schema funcțională generală a amplificatoarelor auxiliare ce funcționează în serie cu MEA cu cîmp transversal

aceea, în cazul general, schema funcțională a amplificatoarelor auxiliare poate fi reprezentată sub forma înserierii elementelor amplificatorului și sarcinii, cuprinse de o reacție rigidă (fig. 6.15).

Examinînd mai întîi amplificatoarele auxiliare cu elemente magnetice, observăm că acestea folosesc de obicei, atât reacții pozitive externe, cît și interne. Procesele tranzitorii din amplitifica-

toarele magnetice sînt determinate pe de o parte, de procesele din circuitul înfășurărilor de curent alternativ, iar pe de altă parte de procesele din înfășurările de comandă.

Procesele tranzitorii din circuitul înfășurărilor de curent alternativ sînt însoțite de modificarea inductanțelor acestora. De obicei se presupune că variația inductanței înfășurărilor de curent alternativ ale amplificatoarelor magnetice se produce după următoarea lege :

$$L = L_0 + \Delta L (1 - e^{-kt}), \quad (6.52)$$

unde $1/k$ este o constantă a cărei valoare este determinată de rapiditatea variației inductanței.

Regimul tranzitoriu din circuitul înfășurărilor de curent alternativ ale amplificatorului magnetic se determină cu ecuația

$$p i_{\sim} + \left[\frac{R_s + \Delta L k e^{-kt}}{L_1 + \Delta L (1 - e^{-kt})} \right] i_{\sim} = \frac{U_m \sin(\omega t + \alpha)}{L_1 + \Delta L (1 - e^{-kt})}, \quad (6.53)$$

de unde

$$i_{\sim} = \frac{U_m \sin(\omega t + \alpha - \varphi_2)}{Z_2} \cdot \frac{L_2}{L_1 + \Delta L (1 - e^{-kt})} - \frac{U_m e^{-\frac{1}{T_2} t} \sin(\alpha - \varphi_1 - \varphi_2) \sin(\varphi_2 - \varphi_1)}{\omega [L_1 + \Delta L (1 - e^{-kt})]}, \quad (6.54)$$

unde

$$Z_2 = \sqrt{R_s^2 + \omega^2 L_s^2}; \quad T_1 = \frac{L_0 + L_s}{R_s}; \quad \varphi_1 = \arctg \omega T_1; \\ T_2 = \frac{L_2}{R_s}; \quad \varphi_2 = \arctg \omega T_2; \quad (6.55)$$

$$L_1 = L_0 + L_s; \\ L_2 = L_0 + L_s + \Delta L. \quad (6.56)$$

Analizînd mai departe procesul tranzitoriu după terminarea variației inductanței, adică după intervalul de timp $t = (3-5)1/k$, obținem expresia simplificată a curentului alternativ din circuitul amplificatorului magnetic :

$$i_2 = i_{2c} - \frac{U_e e^{-\frac{t}{T_2}} \sin(\alpha - \varphi_1 - \varphi_2) \sin(\varphi_2 - \varphi_1)}{\omega L_2} = i_{2c} + i_{ct}. \quad (6.57)$$

Examinînd apoi procesele în cazul variațiilor rapide ale inducției, cînd k tinde către infinit, găsim că procesul tranzitoriu determinat de componenta liberă a curentului, se caracterizează prin ecuația

$$i_{cl} = [i_1(0) - i_2(0)] e^{-\frac{t}{T_s}}. \quad (6.58)$$

Raportul dintre componenta liberă și amplitudinea curentului staționar, pentru cazul $\alpha = \varphi_1 - \varphi_2 + \frac{\pi}{2}$ se obține sub forma

$$\frac{i_{cl}}{I_{2M}} = \frac{\left(1 - \frac{T_1}{T_2}\right) e^{-\frac{t}{T_s}}}{\sqrt{1 + \omega^2 T_1^2}}. \quad (6.59)$$

Acest din urmă raport arată că odată cu creșterea frecvenței sursei de alimentare scade valoarea relativă a componentei libere a curentului și durata procesului tranzitoriu.

O dată cu creșterea constantei de timp a sarcinii, raportul i_{cl}/I_{2M} scade, iar pentru $T_s \gg (1-2) \frac{1}{\omega}$ procesul tranzitoriu din circuitul de curent alternativ al amplificatorului magnetic devine neglijabil. În cazul sarcinii active, cînd $T_s \approx 0$, raportul i_{cl}/I_{2M} atinge valoarea maximă, însă procesul tranzitoriu practic se atenuează deja după o jumătate de perioadă a curentului alternativ ($t = T/2 = 1/2\omega$), deoarece scade foarte mult $T_2 \approx 1/\omega$.

Astfel, atît în cazul sarcinii inductive cît și în cazul sarcinii active procesele tranzitorii din circuitul de curent alternativ al amplificatorului magnetic pot fi neglijate, deoarece acestea fie că se atenuează rapid (în cazul sarcinii active), fie că valoarea componentei libere a curentului ce determină aceste procese, este foarte mică (în cazul sarcinii inductive).

Necesitatea luării în considerare a procesului tranzitoriu din circuitul de curent alternativ al amplificatorului magnetic apare numai în acele cazuri cînd procesele tranzitorii din circuitul de comandă sînt neglijabile.

Procesele tranzitorii din circuitul înfășurărilor de comandă ale amplificatorului magnetic, sînt determinate de variația componentei constante a fluxului magnetic din miezurile amplificatorului în funcție de intensitatea cîmpului semnalului de comandă. Pre-

supunînd liniară dependența dintre componenta constantă a cîmpului magnetic și intensitatea cîmpului magnetic de comandă, se poate deduce următoarea ecuație pentru circuitul de comandă al amplificatorului magnetic :

$$w_c \cdot 10^{-8} \frac{d \left(\sum_1^N \Phi_X \right)}{dt} + (R_c + R_a) I_c = E_c, \quad (6.60)$$

unde Φ_X este valoarea curentă a componentei constante a fluxului magnetic într-unul din cele N miezuri ale amplificatorului magnetic ;

w_c — numărul de spire al înfășurării de comandă care cuprinde toate cele N miezuri.

Deoarece fluxul magnetic variabil poate fi reprezentat sub forma sumei dintre valoarea inițială a fluxului Φ_{0X} și creșterii acesteia $\Delta \Phi_{0X}$

$$\Phi_X = \Phi_{0X} + \Delta \Phi_{0X}, \quad (6.61)$$

ecuația circuitului de comandă al amplificatorului magnetic poate fi scrisă sub forma următoare

$$w_c \cdot 10^{-8} \frac{d \left(\sum_1^N \Delta \Phi_{0X} \right)}{dt} + (R_c + R_a) I_c = E_c. \quad (6.62)$$

Dacă pe miezurile amplificatoarelor magnetice nu există spire în scurtcircuit sau alte înfășurări care se opun variațiilor componentei constante a fluxului magnetic, pentru determinarea creșterii fluxului magnetic cînd variază semnalul de comandă pot fi utilizate caracteristicile magnetice statice, adică

$$\sum_1^N \Delta \Phi_{0X} = N S \mu_c \Delta H_c, \quad (6.63)$$

unde μ_c este permeabilitatea magnetică a miezurilor pentru cîmpul magnetic al semnalului de amplificat :

$$\mu_c = \frac{dB_0}{dH_c}.$$

Înlocuind în ecuația (6.62) valoarea obținută rezultă :

$$T_1 p i_c + i_c = \frac{E_c}{R_c + R_a}, \quad (6.64)$$

unde

$$T_1 = \frac{T_c}{1 + \frac{R_c}{R_a}}; \quad T_c = \frac{L_c}{R_c} = \frac{0,4\pi w_c^2 N S \mu_c}{10^8 l R_c}.$$

Se menționează că dacă limitele de variație a intensității cîmpului semnalului de comandă se află în limitele domeniului liniar al funcției $B_0 = f(H_c)$, circuitul de comandă și întregul amplificator magnetic este caracterizat univoc prin constanta de timp T_1 .

Introducînd mai departe noțiunea de factor de amplificare de curent, ca raportul dintre creșterea curentului de sarcină al amplificatorului magnetic care funcționează sub sarcină activă, și creșterea curentului de comandă :

$$k_I = \frac{\Delta I_s}{\Delta I_c}$$

se obține ecuația amplificatorului magnetic :

$$T_1 p \Delta I_s + \Delta I_s = \frac{k_I E_c}{R_c + R_a}. \quad (6.65)$$

Adoptînd pentru amplificatoarele cu o alternanță

$$\Delta I_s = I_s - I_{mg} \quad (6.66)$$

și pentru amplificatoarele în contratimp

$$\Delta I_s = I_s, \quad (6.67)$$

se obține ecuația amplificatorului magnetic sub altă formă :

$$T_1 p I_s + I_s = \frac{k_I E_c}{R_c + R_a} + I_{mg}. \quad (6.68)$$

Prezența reacției pozitive în amplificatorul magnetic modifică tensiunea magnetomotoare a circuitului de comandă datorită apariției componente suplimentare a înfășurării de reacție :

$$\sum_1^N \Delta \Phi_{0X} = N S \mu_c (H_c + \Delta H_r). \quad (6.69)$$

Presupunînd ca și mai sus, că caracteristicile amplificatorului magnetic sînt liniare, obținem ecuația variației intensității cîmpului creată de reacție :

$$\Delta H_r = \frac{0,4\pi w_r \Delta I_r}{l} = \frac{0,4\pi w_r \alpha k_I I_c}{l} \quad (6.70)$$

sau

$$\Delta H_r = \alpha k_I \frac{w_r}{w_c} H_c .$$

Factorul de amplificare de curent k_I la amplificatorul magnetic cu reacție pozitivă se determină cu relația

$$\Delta I_s = k_F (I_c w_c + \Delta I_r w_r) = k_F (I_c w_c + \alpha \Delta I_s w_r)$$

sau

$$\Delta I_s = \frac{k_F w_c}{1 - \alpha k_F w_r} I_c = k_I' I_c ,$$

adică

$$k_I' = \frac{k_F w_c}{1 - \alpha k_F w_r} = \frac{k_I}{1 - \alpha k_I \frac{w_r}{w_c}} ,$$

de unde

$$\Delta H_r = \frac{\alpha k_F w_r}{1 - \alpha k_F w_r} H_c . \quad (6.71)$$

În concluzie ecuația amplificatorului magnetic cu sarcină activă, avînd în vedere acțiunea reacției pozitive a curentului de sarcină, se obține sub următoarea formă :

$$\frac{0,4\pi N S \mu_c w_c^2}{10^8 l (1 - \alpha k_F w_r)} p \Delta I_s + (R_c + R_a) \Delta I_s = k_I' E_c , \quad (6.72)$$

sau

$$T' p \Delta I_s + \Delta I_s = \frac{k_I' E_c}{R_c + R_a} , \quad (6.73)$$

unde

$$T' = \frac{T_c}{\left(1 + \frac{R_a}{R_c}\right) (1 - \alpha k_F w_r)} = \frac{T_c}{\left(1 + \frac{R_a}{R_c}\right) \left(1 - \alpha k_I \frac{w_r}{w_c}\right)} . \quad (6.74)$$

Astfel, prezența reacției pozitive de curent nu modifică forma ecuației amplificatorului magnetic, însă mărește factorul de amplificare de curent, și constanta de timp a circuitului de comandă.

Coeficientul de reacție α pentru diferite scheme de amplificare magnetice are valori diferite. Astfel, la amplificatoarele cu o alternanță cu reacție externă $\alpha=1$, dacă înfășurarea acestei reacții nu este șuntată cu o rezistență. La amplificatoarele magnetice cu redresarea ambelor alternanțe cu reacție internă $\alpha=1/2$ și $\omega_r=\omega$. La amplificatoarele magnetice în contratimp cu reacție externă separată $\alpha=1/2$, iar la reacție internă, $\alpha=1/4$.

Dacă în amplificatorul magnetic există câteva înfășurări de comandă, datorită faptului că factorul de cuplaj dintre acestea este aproximativ egal cu 1, procesul tranzitoriu va fi determinat de ecuația (6.73) avînd însă constanta de timp rezultantă egală cu:

$$T_{AM} = \frac{T_c}{\left(1 - \alpha k_I \frac{\omega_{c1}}{\omega_r}\right)} \left(\frac{1}{1 + \frac{R_a}{R_{c1}}} + \frac{\omega_x^2 R_{c1}}{\omega_{c1}^2 R_x} + \dots + \frac{\omega_d^2 R_{c1}}{\omega_{c1}^2 R_d} \right). \quad (6.75)$$

Dacă amplificatorul magnetic funcționează printr-un redresor pe o sarcină inductivă, caracterul proceselor sale tranzitorii este mai complicat decît a celor descrise mai sus.

Conectarea sarcinii inductive printr-un redresor la amplificatorul magnetic determină o rămînere în urmă suplimentară a curentului de sarcină față de tensiunea semnalului la intrare. Această întîrziere capătă o importanță deosebită în acele cazuri cînd constanta de timp T_s este comparabilă sau depășește constanta de timp T_c .

O particularitate caracteristică a funcționării amplificatoarelor magnetice printr-un redresor pe o sarcină inductivă constă în aceea că cu o constantă foarte mică de timp a circuitului de comandă ($T_{AM} < 1/2\omega$) procesul tranzitoriu la conectarea sarcinii se desfășoară mult mai repede decît în cazul conectării la o sursă de curent continuu.

Una din cauzele micșorării duratei procesului tranzitoriu la conectarea sarcinii inductive la amplificatorul magnetic cu ieșire în curent continuu este micșorarea lui T_s datorită rezistenței punții redresoare și a înfășurărilor de curent alternativ conectate în serie cu sarcina. O altă cauză mai importantă a micșorării duratei procesului tranzitoriu o reprezintă creșterea tensiunii pe sarcina amplificatorului magnetic datorită creșterii impedanței acesteia atunci cînd semnalul de comandă variază rapid.

„Fortărea” tensiunii pe sarcină scade o dată cu creșterea randamentului amplificatorului $\left(\eta = \frac{R_s}{R_s + R_p + R_\infty}\right)$ și cu micșorarea raportului dintre impedanța sarcinii și reactanța înfășurărilor de curent alternativ. Presupunînd că tensiunea la bornele sarcinii inductive a amplificatorului magnetic practic nu rămîne în urmă față de curentul de comandă, și neglijînd „fortărea” tensiunii observată la începutul procesului tranzitoriu se consideră că pentru porțiunea liniară a caracteristicii de sarcină a amplificatorului magnetic, este valabilă următoarea relație:

$$\Delta U_s = U_s - U_{mg} = c i_c = k_I i_c R_s.$$

În acest caz ecuația amplificatorului magnetic are forma:

$$T_c p U_s + U_s = \frac{k_I R_s E_c}{R_c + R_a} + R_s I_{mg} = k_U E_c + U_{mg}, \quad (6.76)$$

unde factorul de amplificare de tensiune este

$$k_U = k_I \left(\frac{R_s}{R_c + R_a} \right). \quad (6.77)$$

Pentru curentul de ieșire al amplificatorului magnetic cu sarcină inductivă este valabilă ecuația

$$T_s p I_s + I_s = \frac{U_s}{R_s}. \quad (6.78)$$

După înlocuirea valorii lui U_s din (6.76) în (6.78) se obține:

$$T_c T_s p^2 I_s + (T_c + T_s) p I_s + I_s = \frac{k_I}{R_c + R_a} E_c + I_{mg}. \quad (6.79)$$

Avînd în vedere reacția pozitivă, ecuația amplificatorului magnetic care funcționează printr-un redresor pe o sarcină inductivă va fi:

$$\frac{T_c T_s}{\left(1 - \alpha k_I \frac{w_r}{w_c}\right)} p^2 I_s + \frac{T_c + T_s}{\left(1 - \alpha k_I \frac{w_r}{w_c}\right)} p I_s + I_s = \frac{k_I \frac{E_c}{R_{cc}}}{\left(1 - \alpha k_I \frac{w_r}{w_c}\right)} + I_{mg}. \quad (6.80)$$

Astfel, funcția de transfer a amplificatorului magnetic care funcționează pe o sarcină inductivă printr-un redresor, se determină după schema funcțională, reprezentată în fig. 6.15, cu următoarele expresii ale funcțiilor de transfer ale diferitelor elemente :

$$W_{AM}(p) = \frac{k_I R_s / R_{cc}}{T_{AM} p + 1}; \quad (6.81)$$

$$W_s(p) = \frac{1/R_s}{T_s p + 1}; \quad (6.82)$$

$$W_r(p) = \alpha \frac{w_r}{w_c}. \quad (6.83)$$

Funcția de transfer a amplificatorului în contratimp cu sarcină inductivă în curent continuu se obține sub forma :

$$W_{AML}(p) = \frac{k_I / R_{cc}}{T_{AM} T_s p^2 + (T_{AM} + T_s) p + 1 \left(1 - \alpha \frac{w_r}{w_c} k_I \right)}. \quad (6.84)$$

Considerațiunile arătate mai sus permit reprezentarea schemei funcționale a MEA cu cîmp transversal cu amplificator magnetic auxiliar ca în fig. 6.16, a.

Efectuînd transformările funcționale și neglijînd în elementul echivalent al primului etaj al MEA valoarea lui T_{AM} față de valoarea lui $T_{1\Sigma}$, funcția de transfer a MEA cu cîmp transversal care funcționează în serie cu un amplificator magnetic, va avea următoarea formă :

$$W_{Meo}(p) = \frac{E_{30}(p)}{U_{c1}(p)} = \frac{\frac{k_I c_{e1} c_{e2}}{R_{c1} r_2 (1 + \alpha_2) \left(1 - \alpha k_I \frac{w_r}{w_{c1}} \right)}}{(T_{AM} p + 1) \left[\frac{T'_{1/2}}{(1 + \alpha_2)} p^2 + \frac{(T'_1 + T_2)}{1 + \alpha_2} p + 1 \right]}, \quad (6.85)$$

unde

$$T'_1 = \frac{T_{1\Sigma}}{1 - \alpha k_I \frac{w_r}{w_{c1}}}.$$

Expresia (6.85) arată că MEA cu câmp transversal cu amplificator magnetic auxiliar poate fi reprezentată, cu o precizie suficientă, sub forma unui element aperiodic, care caracterizează

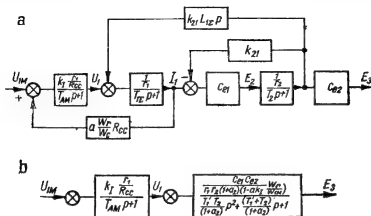


Fig. 6.16. Schema funcțională *a* și cea transformată *b* pentru MEA cu câmp transversal ce funcționează în serie cu un amplificator magnetic în contratimp.

circuitul înfășurării de comandă al amplificatorului magnetic, înseriat cu elementul transformat al mașinii electrice amplificatoare (fig. 6.16, *b*) :

$$\begin{aligned}
 W_{Meo}(p) &= W_{AM}(p) W_{eo}(p) = \\
 &= \frac{k_I \frac{r_1}{R_{c1}}}{(T_{AM} p + 1)} \cdot \frac{\frac{c_{e1} c_{e2}}{r_1 r_2 (1 + \alpha_2) \left(1 - \alpha k_I \frac{W_r}{W_{c1}} \right)}}{\frac{T_1 T_2}{(1 + \alpha_2)} p^2 + \frac{(T_1 + T_2)}{(1 + \alpha_2)} p + 1}. \quad (6.86)
 \end{aligned}$$

6.5. Procesele tranzitorii din mașinile electrice amplificatoare cu câmp transversal funcționând în serie cu un amplificator electronic

Amplificatoarele electronice pentru funcționarea în serie cu MEA cu câmp transversal se execută după schema în contratimp cu negativare automată.

La amplificatoarele electronice există reacții parazite: prin capacitatea anod-grilă, prin rezistența circuitului grilei-ecran a

pentodei sau a tetrodei cu fascicol dirijat și prin circuitul de negativare automată de la circuitul anodic.

Capacitatea C_{ag} dintre electrozii anod-grilă ai tubului formează circuitul reacției în derivație, care modificând impedența de intrare a amplificatorului, influențează asupra amplificării și asupra caracteristicii de frecvență a etajului anterior al acestuia. Trebuie remarcat că pentru amplificatoarele de curent continuu care funcționează în sistemele de automatizare cu mașini electrice, caracterizate prin semnale de comandă de joasă frecvență, această reacție nu are o importanță practică și de obicei se neglijează.

Acțiunea reacției parazite prin circuitul grilei-ecran a pentodei sau tetrodei este analogă cu acțiunea reacției curentului anodic asupra circuitului de grilă. Dacă impedența porțiunii grilei-ecran-catod este mare, datorită variațiilor curentului grilei-ecran, pe aceasta se creează o tensiune alternativă importantă, care opunându-se tensiunii de la grila de comandă, micșorează amplitudinea curentului din circuitul anodic. Pentru micșorarea contraacțiunii grilei-ecran, între acesta și catod se conectează un condensator. La amplificarea unor semnale de curent continuu cu variație lentă în sistemul amplificator electronic-MEA cu câmp transversal, această reacție parazită cît și reacția datorită prezenței capacității dintre electrozii anod-grilă, se neglijează de obicei.

Cea mai mare influență asupra caracteristicii amplificatorului electronic o exercită reacția circuitului negativării automate asupra grilei de comandă a tubului, datorită curentului anodic. Acest circuit produce o reacție negativă a curentului anodic. Dacă există inductanțe în circuitele anodului și grilei de comandă, reacția circuitului negativării automate poate determina apariția unei oscilații parazite. Pentru evitarea oscilațiilor parazite, se conectează o rezistență de câteva sute de kilohmi între grila și catodul tubului.

Reacția negativă a circuitului negativării automate micșorează factorul de amplificare al amplificatorului și modifică caracteristicile de frecvență ale acestuia.

Pentru etajul de ieșire al amplificatorului electronic funcționînd pe sarcină inductivă în clasa AB_1 (circuitul de excitație al MEA cu câmp transversal) este valabilă următoarea ecuație:

$$L_a p \Delta I_a + R_{\Sigma} \Delta I_a = \mu_2 (\Delta U_g - \Delta U_{ng}). \quad (6.87)$$

Semnalul de reacție al circuitului negativării automate este dat de relația

$$\Delta U_{ng} = \Delta I_a R_K; \quad (6.88)$$

de unde ecuația etajului de amplificare care funcționează cu sarcină inductivă în clasa AB₁ se obține sub următoarea formă :

$$\frac{T_a}{\left(1 + \mu_2 \frac{R_{K2}}{R_{2\Sigma}}\right)} p \Delta I_a + \Delta I_a = \frac{\mu_2 \Delta U_g}{R_{2\Sigma} \left(1 + \mu_2 \frac{R_{K2}}{R_{2\Sigma}}\right)}, \quad (6.89)$$

unde

$$R_{2\Sigma} = R_{i2} + R_s + R_{k2}; \quad T_a = \frac{L_a}{R_{i2} + R_s + R_{k2}}.$$

Factorul de amplificare al primului etaj, ce funcționează în clasa A cu sarcină activă, se determină cu relația

$$k_{1e} = \frac{\Delta U_g}{\Delta U_{1e}} = \frac{\mu_1 R_{a1}}{R_{i1} + R_{a1} + R_{k1}} = \mu_1 \frac{R_{a1}}{R_{1\Sigma}}. \quad (6.90)$$

Avînd în vedere primul etaj de amplificare, ecuația (6.89) a curentului din sarcina inductivă poate fi transformată după cum urmează :

$$(T'_a p + 1) \Delta I_a = \mu_1 \frac{R_{a1}}{R_{1\Sigma}} \mu_2 \frac{\Delta U_{1e}}{R_{2\Sigma} \left(1 + \mu_2 \frac{R_{k2}}{R_{2\Sigma}}\right)}, \quad (6.91)$$

unde

$$T'_a = \frac{L_a / R_{2\Sigma}}{\left(1 + \mu_2 \frac{R_{K2}}{R_{2\Sigma}}\right)}.$$

Astfel, funcția de transfer a amplificatorului electronic, al cărui prim etaj funcționează în clasa A iar cel de-al doilea în clasa AB₁, în cazul sarcinii inductive se determină după schema funcțională reprezentată în fig. 6.15, funcțiile de transfer ale elementelor avînd următoarele expresii :

$$W_{e1}(p) = \mu_1 \frac{R_{a1}}{R_{1\Sigma}}; \quad (6.92)$$

$$W_{e2}(p) = \mu_2; \quad (6.93)$$

$$W_s(p) = \frac{1/R_{2\Sigma}}{T_a p + 1}; \quad (6.94)$$

$$W_r(p) = R_{k2}. \quad (6.95)$$

Funcția de transfer a amplificatorului electronic cu două etaje de amplificare cu sarcină inductivă, se obține, prin urmare, sub următoarea formă :

$$W_{eL}(p) = \frac{\mu_1 \frac{R_{k1}}{R_{1\Sigma}} \cdot \mu_2 \frac{1}{R_{2\Sigma}}}{\left(1 + \mu_2 \frac{R_{k2}}{R_{2\Sigma}}\right) (T'_a p + 1)} \quad (6.96)$$

Plecînd de la cele expuse mai sus, schema funcțională a MEA cu cîmp transversal cu amplificator electronic auxiliar cu două etaje poate fi reprezentată ca în fig. 6.17, a.

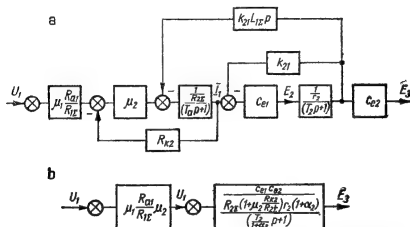


Fig. 6-17. Schema funcțională *a* și cea transformată *b* pentru MEA cu cîmp transversal ce funcționează cu un amplificator electronic cu două etaje în contratimp.

Făcînd transformările funcționale ale acestei scheme se poate scrie expresia funcției de transfer echivalentă a primului etaj al MEA :

$$W_{e1e0}(p) = \frac{E_2(p)}{U_{1e}(p)} = \frac{\frac{C_{e1}}{R_{2\Sigma} \left(1 + \mu_2 \frac{R_{k2}}{R_{2\Sigma}}\right)}}{T'_a p + 1}, \quad (6.97)$$

unde

$$T'_a = \frac{T_1 \frac{r_1}{R_{2\Sigma}}}{1 + \mu_2 \frac{R_{k2}}{R_{2\Sigma}}}$$

Trebuie menționat că constanta de timp T'_a din funcția de transfer echivalentă $W_{ee0}(p)$ devine foarte mică datorită rezistenței interioare mari R_{i2} a tubului și datorită prezenței reacției negative a curentului de ieșire al primului etaj al MEA. De aceea, pentru simplificarea calculelor fără a introduce o eroare importantă, se neglijează de obicei constanta de timp T'_a din funcția de transfer echivalentă $W_{ee0}(p)$, considerînd primul etaj al MEA fără inerție. În acest caz schema examinată poate fi reprezentată sub forma legării în serie a elementului amplificatorului electronic și a elementului MEA cu cîmp transversal (fig. 6.17, b).

Funcția de transfer a MEA cu cîmp transversal care funcționează în serie cu un amplificator electronic, cu simplificările ipotezelor emise, se obține conform schemei funcționate transformate sub forma :

$$W_{ee0}(p) = \frac{\mu_1 \frac{R_{o1}}{R_{1\Sigma}} \mu_2 \frac{c_{e1} c_{e2}}{R_2 \left(1 + \mu_2 \frac{R_{k2}}{R_{1\Sigma}} \right) r^2 (1 + \alpha_2)}}{\left(\frac{T_2}{1 + \alpha_2} p + 1 \right)}, \quad (6.98)$$

unde T_2 este constanta de timp a circuitului transversal al MEA.

Expresia (6.98) arată că procesele din MEA cu cîmp transversal care funcționează cu un amplificator electronic decurg ca într-o mașină electrică amplificatoare cu un etaj avînd constanta de timp echivalentă T'_2 .

VII. MAȘINA ELECTRICĂ AMPLIFICATOARE CU CÎMP TRANSVERSAL CA AMPLIFICATOR DE PUTERE SUMATOR

7.1. Insumarea semnalelor cu ajutorul câtorva înfășurări de comandă în mașina electrică amplificatoare cu cîmp transversal

Pentru însumarea semnalelor de comandă și de corecție, în circuitul longitudinal al MEA cu cîmp transversal se amplasează cîteva înfășurări de comandă separate.

Deoarece fluxul magnetic din circuitul longitudinal este determinat de suma tensiunilor magnetomotoare ale tuturor înfășurărilor de comandă, prin aplicarea semnalelor de comandă și de corecție la diferitele înfășurări apare posibilitatea de a obține în circuitul de intrare al MEA cu cîmp transversal suma acestora.

La analizarea proceselor din MEA sumatoare cu cîmp transversal cînd se aplică cîteva semnale de comandă și corecție, acestea se reduc de obicei la un anumit semnal echivalent, care acționează într-un amplificator cu un circuit de intrare echivalent.

Înlocuirea însumării semnalelor cu un semnal rezultat echivalent, duce la modificarea schemei funcționale generale și la introducerea în aceasta a parametrilor echivalenți ai MEA.

La cercetarea proceselor de însumare a semnalelor în MEA cu cîmp transversal, acestea se împart în două grupe — semnalele circuitelor cu reactanțe mici și cu reactanțe mari. În acest caz un circuit se consideră reactiv cînd în acest circuit există o inductanță sau o capacitate sau ambele concomitent.

A. Insumarea semnalelor circuitelor cu reactanțe mici în MEA cu cîmp transversal

La analizarea proceselor de însumare a semnalelor acestor circuite, pentru simplificarea relațiilor ce se obțin se adoptă o serie de ipoteze.

În primul rînd se neglijează reactanțele circuitelor de comandă în comparație cu inductanța înfășurărilor de comandă ale MEA cu cîmp transversal.

În al doilea rînd, se neglijează fluxurile de scăpări ale înfășurărilor de comandă și se consideră că factorul de cuplaj dintre acestea este egal cu unitatea.

În afară de aceasta, plecînd de la ipotezele generale, în conformitate cu care procesele tranzitorii din MEA sînt examinate ca la un amplificator liniar, la analiza proceselor de însumare din MEA, se folosește metoda superpoziției.

Esența metodei superpoziției constă în aceea că în cazul aplicării de semnale la mai multe înfășurări de comandă, se examinează succesiv acțiunea și tensiunile magnetomotoare ale fiecărui semnal separat, înlocuind circuitele celorlalte semnale cu niște circuite închise prin rezistențele interioare ale surselor, și însumînd apoi toate tensiunile magnetomotoare de la toate semnalele de comandă ale MEA.

Se va examina însumarea a două semnale de comandă la MEA cu cîmp transversal după schema reprezentată în fig. 7.1.

Mai întîi se va examina sistemul cu sursa de tensiune E_1 , cea de-a doua înfășurare de comandă fiind închisă pe rezistența r_{t2} , iar apoi cu sursa de tensiune de comandă E_2 , prima înfășurare de comandă fiind închisă pe rezistența r_{t1} .

Dacă se aplică tensiunea de comandă la circuitul primei înfășurări de comandă, procesele din înfășurările de comandă pot fi descrise cu ecuațiile:

$$\begin{aligned} U_1 &= L_1 p I_1 + R_1 I_1 + M p I_2; \\ 0 &= L_2 p I_2 + R_2 I_2 + M p I_1. \end{aligned} \quad (7.1)$$

Avînd în vedere ipotezele făcute, inductanța mutuală dintre înfășurările de comandă ale MEA cu cîmp transversal, este dată de următoarea relație:

$$M = k_{t12} L_1 = \frac{1}{k_{t12}} L_2; \quad (7.2)$$

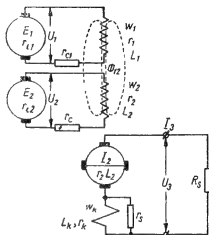


Fig. 7-1. Schema însumării semnalelor de comandă a două circuite cu inductanță mică cu ajutorul MEA

unde raportul de transformare dintre prima și cea de-a doua înfășurare de comandă este dat de relația

$$k_{t12} = \frac{w_2}{w_1}. \quad (7.3)$$

Introducînd valoarea lui M în ecuația (7.1) se obțin expresiile curenților din cele două înfășurări de comandă ale MEA, datoriti primului semnal de comandă U_1 :

$$I_1(p) = \frac{U_1}{R_1} \frac{(T_2 p + 1)}{(T_1 + T_2) p + 1}, \quad (7.4)$$

$$I_2(p) = \frac{-\frac{U_1}{R_1} \cdot \frac{1}{k_{t12}} T_2 p}{(T_1 + T_2) p + 1}, \quad (7.5)$$

unde constantele de timp ale circuitelor înfășurărilor de comandă sînt respectiv egale cu:

$$T_1 = \frac{L_1}{r_1 + r_{c1} + r_{i1}} = \frac{L_1}{R_1};$$

$$T_2 = \frac{L_2}{r_2 + r_{c2} + r_{i2}} = \frac{L_2}{R_2}. \quad (7.6)$$

Tensiunea magnetomotoare a înfășurărilor de comandă ale MEA cu cîmp transversal datorită acțiunii tensiunii primului semnal de comandă U_1 se determină din ecuația

$$F_1 = I_1 w_1 + I_2 w_2 = \frac{w_1 U_1}{(T_1 + T_2) p + 1}. \quad (7.7)$$

Repetînd raționamentele expuse mai sus pentru tensiunea U_2 în circuitul celei de-a doua înfășurări de comandă a MEA, considerînd în acest caz circuitul primei înfășurări de comandă închis prin rezistența sursei de tensiune a primului semnal, se obțin expresiile curenților din înfășurările de comandă:

$$I'_2(p) = \frac{U_2}{R_2} \frac{(T_1 p + 1)}{(T_1 + T_2) p + 1}, \quad (7.8)$$

$$I'_1(p) = \frac{-\frac{U_2}{R_2} k_{t12} \cdot T_1 p}{(T_1 + T_2) p + 1}. \quad (7.9)$$

În mod corespunzător tensiunea magnetomotoare a înfășurărilor de comandă ale MEA cu cîmp transversal, datorită acțiunii tensiunii celui de-al doilea semnal de comandă U_2 se determină din ecuația

$$F_2 = I_2 w_2 + I_1 w_1 = \frac{U_2 w_2}{(T_1 + T_2) p + 1}. \quad (7.10)$$

Tensiunea magnetomotoare rezultantă datorită acțiunii semnalelor de comandă U_1 și U_2 este determinată de suma tensiunilor magnetomotoare ale fiecărui semnal separat:

$$F_c = F_1 + F_2 = \frac{w_1 \left(U_1 + \frac{R_1 w_2}{w_1 R_2} U_2 \right)}{[(T_1 + T_2) p + 1]}. \quad (7.11)$$

Tensiunea magnetomotoare de comandă a MEA cu cîmp transversal obținută prin acțiunea comună a celor două semnale, aplicate la două circuite cu reactanță mică, este echivalentă cu tensiunea magnetomotoare a semnalului de comandă total, ce acționează la un element de intrare obișnuit al MEA cu cîmp transversal cu o constantă de timp echivalentă.

Tensiunea totală echivalentă de comandă se determină cu relația

$$U_{1\Sigma} = U_1 + \frac{R_1 w_2}{w_1 R_2} U_2 + \dots + \frac{R_1 w_n}{w_1 R_n} U_n. \quad (7.12)$$

Constanta de timp echivalentă a elementului înfășurării de comandă poate fi determinată cu formula

$$T_{1\Sigma} = \sum_{i=1}^n T_i + T_k. \quad (7.13)$$

Astfel, în cazul însurării cîtorva semnale de comandă a căror circuit se caracterizează printr-o reactanță mică, MEA cu cîmp transversal cu mai multe înfășurări poate fi înlocuită printr-o schemă echivalentă cu o MEA cu o singură în-

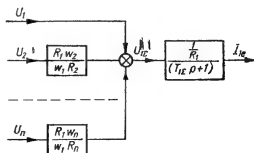


Fig. 7-2. Schema echivalentă a circuitului de comandă al MEA în cazul însurării cîtorva semnale, aplicate prin circuite cu inerție mică.

fășurare. La intrarea MEA echivalente trebuie aplicată tensiunea de comandă totală echivalentă, iar în circuitul de comandă se consideră constanta de timp totală a tuturor circuitelor înfășurărilor de comandă (fig. 7.2).

B. Insumarea semnalelor circuitelor cu reactanțe mari la MEA cu cîmp transversal

La analizarea proceselor însumării semnalelor circuitelor cu reactanțe mari cu ajutorul MEA cu cîmp transversal, la fel ca mai sus, se utilizează metoda superpoziției.

Pentru simplificarea analizei proceselor de însumare a semnalelor circuitelor cu reactanțe mari, în afară de ipotezele făcute mai sus, se mai face încă una, care constă în faptul că se neglijează t.e.m. de autoinducție și de inducție mutuală a înfășurării de comandă a MEA. Această ipoteză se apreciază cantitativ după raportul inductanțelor înfășurării de comandă MEA și a circuitului semnalului de comandă al acesteia :

$$\gamma = \frac{L_c}{L_{cc}} \quad (7.14)$$

Dacă coeficientul γ nu depășește 0,2—0,3, neglijarea t.e.m. de autoinducție și de inducție mutuală a înfășurării de comandă a MEA, nu determină o eroare mare la analizarea proceselor de însumare a semnalelor.

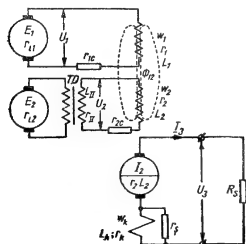


Fig. 7.3. Schema însumării semnalelor de comandă ale circuitului cu inductanță mică și ale circuitului cu inductanță mare cu ajutorul MEA.

Pentru clarificarea particularităților însumării semnalelor de comandă la MEA cu cîmp transversal, în circuite cu reactanțe mari se examinează schema însumării a două semnale (fig. 7.3), din care unul se aplică printr-un transformator derivator, care introduce în acest circuit o inductanță mare.

Pentru circuitul semnalului de comandă U_1 , aplicat direct la înfășurarea de comandă a MEA cu cîmp transversal, cea de-a doua înfășurare

de comandă finid închisă prin circuitul înfășurării secundare a transformatorului, se pot scrie următoarele ecuații :

$$\begin{aligned} U_1 &= L_1 p I_1 + R_1 I_1 + M_{21} p I_2 ; \\ 0 &= M_{12} p I_1 + (L_2 + L_{11}) p I_2 + R_2 I_2 . \end{aligned} \quad (7.15)$$

Deoarece

$$\gamma = \frac{L_2}{L_{11}} \approx 0,$$

rezultă $M_{12} p I_2 \approx 0$ și $L_2 p I_2 \approx 0$.

Avînd în vedere ipotezele arătate mai sus, sistemul de ecuații (7.15) se reduce la o ecuație :

$$I_1(p) = \frac{U_1/R_1}{(T_1 p + 1)} . \quad (7.16)$$

Astfel, pentru $\gamma \approx 0$, adică în cazul cînd circuitul unuia dintre semnale are o inerție foarte mare, se poate presupune că acest circuit, dacă se aplică semnale de comandă la alte înfășurări, se comportă ca și cum ar fi deschis. De aceea, tensiunea magneto-motoare a semnalului de comandă U_1 este determinată numai de parametrii înfășurării MEA la care se aplică acest semnal :

$$F_1 = I_1 w_1 = \frac{U_1 \frac{w_1}{K_1}}{(T_1 p + 1)} . \quad (7.17)$$

Pentru semnalul de comandă U_2 , aplicat la înfășurarea de comandă a MEA de la transformatorul derivator, folosind metoda superpoziției, se poate scrie alt sistem de ecuații :

$$\begin{aligned} 0 &= L_1 p I_1 + R_1 I_1 + M_{21} p I_2 ; \\ U_2 &= L_{11} p I_2 + R_2 I_2 + L_2 p I_2 + M_{12} p I_1 . \end{aligned} \quad (7.18)$$

Neglijînd t.e.m. de autoinducție și cea de inducție mutuală, deoarece $\gamma \approx 0$, sistemul de ecuații (7.18) poate fi simplificat

$$\begin{aligned} 0 &= (T_1 p + 1) I_1 + k_{t12} T_1 p I_2 , \\ \frac{U_2}{R_2} &= (T_{11c} p + 1) I_2 . \end{aligned} \quad (7.19)$$

De aci expresiile curenților din cele două înfășurări de comandă ale MEA cînd se aplică semnalul de comandă U_2 se obțin sub forma următoare :

$$I_2(p) = \frac{U_2/R_2}{(T_{11c}p + 1)}, \quad (7.20)$$

$$I_1(p) = \frac{-k_{12}T_1p \frac{U_2}{R_2}}{(T_{11c}p + 1)(T_1p + 1)}; \quad (7.21)$$

aci constantele de timp ale circuitelor înfășurărilor de comandă sînt :

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{L_1}{r_1 + r_{1c} + r_{1l}} = \frac{L_1}{R_1}; \\ T_{11c} &= \frac{L_{11}}{r_2 + r_{2c} + r_{1l}} = \frac{L_{11}}{R_2}. \end{aligned} \quad (7.22)$$

Tensiunea magnetomotoare a celei de-a doua înfășurări de comandă a MEA cu cîmp transversal pentru semnalul U_2 aplicat de la transformatorul derivator este egală cu :

$$F_2 = I_2w_2 + I_1w_1 = \frac{w_2 \frac{U_2}{R_2}}{(T_{11c}p + 1)(T_1p + 1)}. \quad (7.23)$$

Tensiunea magnetomotoare rezultantă a celor două semnale de comandă aplicate printr-un circuit cu inerție redusă și prin altul cu inerție mare este dată de expresia

$$F_c = F_1 + F_2 = \frac{\frac{w_1}{R_1} \left[U_1 + \frac{\frac{w_2 R_1}{w_1 R_2} U_2}{(T_{11c}p + 1)} \right]}{T_1p + 1}. \quad (7.24)$$

Din ecuația (7.24) se vede că acțiunea concomitentă a semnalelor de comandă, aplicate la circuitele cu inerție mică și cu inerție mare, poate fi înlocuită cu un semnal de comandă total echivalent, aplicat la un element de intrare obișnuit al MEA cu cîmp transversal.

Tensiunea de comandă totală echivalentă se determină cu expresia :

$$U_{1 \text{ sum}} = U_1 + \frac{w_2 R_1}{w_1 R_2} U_2 + \dots + \frac{w_n R_1}{w_1 R_n} U_n + \dots + \frac{\frac{w_m R_1}{w_1 R_m}}{(T_{11cm}p + 1)} U_m. \quad (7.25)$$

Constanta de timp echivalentă a elementului de intrare a MEA cu câmp transversal, față de însumarea semnalelor aplicate la circuitele fără inerție, rămâne constantă, adică

$$T_{1\Sigma} = \sum_1^n T_{1i} + T_k.$$

În baza celor spuse, primul etaj de amplificare cu mai multe înfășurări, în cazul însumării semnalelor aplicate la circuite cu inerție mică și inerție mare, poate fi reprezentat printr-o schemă funcțională echivalentă a unei MEA cu câmp transversal, cu o singură înfășurare, la intrarea căreia se aplică o tensiune de comandă totală.

După cum se vede din fig. 7.4, în schema funcțională, canalele circuitelor cu inerție ridicată se complică cu elemente suplimentare. În constanta de timp echivalentă a elementului primului etaj al MEA cu câmp transversal, parametrii circuitelor de comandă cu inerție mare nu se introduc.

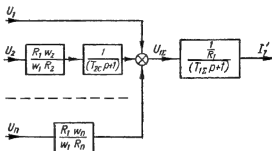


Fig. 7-4. Schema echivalentă a circuitului de comandă al MEA în cazul însumării semnalelor circuitelor cu inerție mică cu semnalele aplicate prin circuite cu inerție mare.

7.2. Schema funcțională generală a mașinii electrice amplificatoare cu câmp transversal în cazul însumării semnalelor de comandă

În comparație cu schema funcțională generală a unei MEA cu o singură înfășurare (vezi fig. 5.8), schema MEA cu câmp transversal sumatoare cu mai multe înfășurări (fig. 7.5) are un circuit suplimentar de însumare a semnalelor. La intrarea elementului primului etaj de amplificare, în această schemă acționează tensiunea de comandă totală, raportată la parametrii înfășurării de acționare.

Partea principală a schemei funcționale a MEA cu câmp transversal sumatoare, după nodul de însumare a semnalelor de

comandă aplicate, rămîne aceeași ca și la un amplificator de putere simplu (MEA cu o singură înfășurare).

Influența inducției mutuale a circuitului înfășurării de compensare asupra circuitului longitudinal este luată în considerație

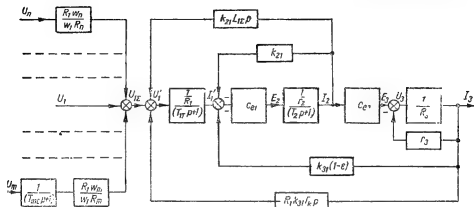


Fig. 7-5 Schema funcțională generală a MEA pentru însumarea cîtorva semnale de comandă

prin aceea că la constanta de timp totală a primului etaj de amplificare al MEA intră și constanta de timp a circuitului înfășurării de compensare, adică

$$T_{1\Sigma} = \sum_1^n T_{1f} + T_k. \quad (7.26)$$

Partea schemei funcționale, care ia în considerație acțiunea cîtorva înfășurări de comandă ale MEA cu cîmp transversal cu mai multe înfășurări, conține un element în care se însumează tensiunile înfășurării de acționare U_1 , ce corectează semnalele

aplicate prin circuitele cu inerție mică $\left(\sum_1^n \frac{R_1 w_j}{w_j R_1} U_j \right)$ și prin cele cu inerție mare $\left(\sum_1^m \frac{R_1 w_j U_j}{w_j R_1 (T_{cf} p + 1)} \right)$.

Deoarece acțiunea cîtorva înfășurări de comandă, la analiza proceselor din MEA cu cîmp transversal, se reduce la acțiunea unei înfășurări de acționare echivalente, circuitele semnalelor de corecție au pe schema funcțională elemente cu funcții de transfer determinate de condițiile de raportare.

În circuitele semnalelor de corectare caracterizate printr-o inerție mică, coeficientul de transfer pentru raportarea elementelor se determină prin următoarea relație dintre parametrii înfășurărilor MEA :

$$k_n = \frac{R_1 w_n}{w_1 R_n} \quad (7.27)$$

În circuitele semnalelor de corectare caracterizate printr-o inerție mare, după cum s-a arătat mai sus există două elemente de raportare. Coeficientul de transfer al primului element se determină cu formula (7.27). Funcția de transfer a celui de-al doilea element (luarea în considerație a inerției circuitului semnalelor de corecție) se caracterizează prin constanta de timp a circuitului dat, T_{cm} și se determină cu ecuația :

$$W_{cm}(p) = \frac{1}{T_{cm} p + 1} \quad (7.28)$$

Astfel, schema funcțională generală a MEA cu cîmp transversal sumatoare, cu mai multe înfășurări, are un nod suplimentar de însumare a semnalelor de acționare și de corecție, iar în rest nu se deosebește cu nimic de schema funcțională a MEA cu o singură înfășurare. De aceea, schema funcțională a MEA cu cîmp transversal cu mai multe înfășurări, poate fi reprezentată sub o formă simplificată (fig. 7.6).

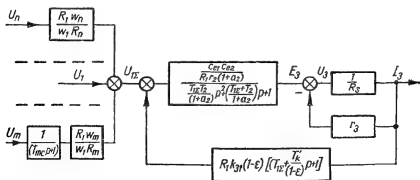


Fig. 7-6. Schema funcțională generală transformată a MEA cu mai multe înfășurări pentru însumarea semnalelor de comandă.

În schema funcțională transformată există : un element oscilant de gradul II care caracterizează funcționarea MEA cu mai multe înfășurări la mers în gol sub acțiunea tensiunii totale de

comandă raportate elementul sarcinii cu o reacție rigidă pentru luarea în considerație a căderii de tensiune din indusul MEA în sarcină; elementul reacției sarcinii ce ia în considerație atât subcompensarea staționară cât și abaterea dinamică de la compensarea reacției longitudinale a indusului MEA și partea schemei funcționale de însumare a semnalelor de comandă raportate ale MEA cu mai multe înfășurări, a rămas fără modificări.

Din examinarea schemei transformate se vede că funcția de transfer a MEA cu mai multe înfășurări se deosebește de cea a MEA cu o singură înfășurare numai prin valoarea constantei de timp totale a elementului echivalent al înfășurării de comandă.

În concluzie trebuie menționat că schema funcțională a MEA cu mai multe înfășurări se poate complica mult în cazul când lucrează cu o sarcină complexă, de exemplu, cu un motor, cât și în prezența unor reacții externe suplimentare.

7.3. Alegerea înfășurărilor de comandă ale mașinii electrice amplificatoare sumatoare cu cîmp transversal, pentru circuitele semnalelor de corecție

La alegerea înfășurărilor de comandă ale MEA sumatoare cu cîmp transversal, se pleacă de la condiția obținerii tensiunii magnetomotoare a înfășurării pentru schema de conectare dată a acesteia. Această condiție este simultan și condiția de transfer de putere maximă de la elementele traductoare ale sistemului la înfășurarea de comandă corespunzătoare a MEA sumatoare cu cîmp transversal.

Din varietatea schemelor de conectare a înfășurărilor de comandă ale MEA sumatoare cu cîmp transversal în sistemele de automatizare cu mașini electrice, se pot deosebi două tipuri principale. Acestea sînt schemele de conectare a înfășurărilor de comandă în circuitele reacțiilor liniare, și schemele de conectare a înfășurărilor de comandă ale MEA în circuitele reacțiilor neliniare, cu acțiune de limitare.

În schemele cu reacții liniare, înfășurările de comandă ale MEA se conectează de obicei printr-un divizor de tensiune (fig. 7.7, a).

Schemele cu reacții neliniare, cu acțiune de limitare (fig. 7.7, b), conțin un divizor de tensiune la care pe de-o parte se aplică tensiunea de comparare etalon, iar pe de alta, tensiunea de la elementul traductor. În circuitul semnalului se conectează un ele-

ment redresor care oprește trecerea curentului prin înfășurarea de comandă sub acțiunea tensiunii etalon.

Astfel, acțiunea reacției începe numai când tensiunea semnalului este mai mare decât tensiunea de comparație și dimpotrivă, acțiunea reacției încetează când tensiunea semnalului scade sub tensiunea de comparație.

Acțiunea reacției neliniare după schema reprezentată în fig. 7.7, *b*, se reglează cu ajutorul divizorului de tensiune.

Pentru clarificarea condițiilor de obținere

a tensiunii magnetomotoare maxime în înfășurarea de comandă a MEA pentru schema de conectare dată a acesteia, se va pleca de la presupunerea că spațiul ocupat pe stator de înfășurare când variază parametrii acesteia, rămâne constant și coeficientul de umplere a acestui spațiu este egal cu unitatea. În acest caz, numărul de spire al înfășurării de comandă se determină cu relația

$$w_c = \frac{Q_c}{S_c}, \quad (7.29)$$

unde Q_c este suprafața secțiunii creștăturii statorului MEA, ocupate de înfășurarea de comandă;

S_c — secțiunea conductorului înfășurării de comandă a MEA.

Rezistența înfășurării de comandă a MEA este

$$r_c = \rho \frac{l_{c \text{ med}} w_c}{S_c}, \quad (7.30)$$

de unde numărul de spire al înfășurării de comandă se determină din ecuația

$$w_c = \sqrt{\frac{Q_c}{\rho l_{c \text{ med}}}} \sqrt{r_c} = k_c \sqrt{r_c}, \quad (7.31)$$

unde k_c este un coeficient constant pentru fiecare înfășurare de comandă a MEA cu câmp transversal de tip și putere dată.

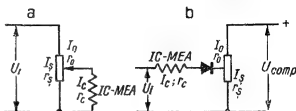


Fig. 7-7. Schemele principale de conectare a înfășurărilor de comandă ale MEA în schemele de automatizare cu mașini electrice;

a — în circuitul reacției liniare; *b* — în circuitul reacției limitare

Astfel, pentru MEA cu cîmp transversal de tip și putere dată, numărul de spire și rezistența fiecărei înfășurări de comandă sînt legate printr-o anumită relație pătratică. Alegerea rezistenței optime a înfășurării de comandă reprezintă concomitent și alegerea numărului optim de spire al acesteia. De aceea, la cercetarea condițiilor de obținere a tensiunii magnetomotoare maxime la una din schemele de conectare a înfășurării de comandă a MEA cu cîmp transversal, este suficient să se determine rezistența optimă a acesteia.

A. Determinarea rezistenței optime a înfășurării de comandă a MEA în schema reacției liniare

Pentru schema reacției liniare (fig. 7.7, a) se poate scrie următorul sistem de ecuații, ce determină tensiunea și curenții circuitului :

$$\begin{aligned}U_t &= r_0 I_0 + r_{\varphi} I_{\varphi}; \\ r_{\varphi} I_{\varphi} &= r_c I_c; \\ I_{\varphi} &= I_0 + I_c.\end{aligned}\quad (7.32)$$

Rezolvînd acest sistem de ecuații în raport cu creșterea curentului de comandă ΔI_c la variația tensiunii semnalului de intrare cu valoarea ΔU_t , se obține relația

$$\Delta I_c = \frac{\Delta U_t}{r_c \left(1 + \frac{r_0}{r_{\varphi}}\right) + r_0} . \quad (7.33)$$

Creșterea tensiunii magnetomotoare a înfășurării de comandă pentru creșterea dată a curentului de comandă, folosind relația (7.11) se determină sub forma :

$$\Delta F_c = \frac{\Delta U_t k_c \sqrt{r_c}}{r_c \left(1 + \frac{r_0}{r_{\varphi}}\right) + r_0} . \quad (7.34)$$

Rezistența optimă a înfășurării de comandă a MEA cu cîmp transversal pentru schema de reacție dată, se poate determina acum din expresia (7.34) la maximul creșterii tensiunii magnetomotoare a înfășurării de comandă la o creștere a semnalului cu ΔU_t .

Pentru determinarea valorii maxime a tensiunii magnetomotoare a înfășurării se calculează derivata expresiei (7.34) și se egalează cu zero :

$$\frac{\partial \Delta F_c}{\partial r_c} = \frac{\Delta U_i k_c \left[r_0 - r_c \left(1 + \frac{r_0}{r_\varphi} \right) \right]}{2 \sqrt{r_c} \left[r_c \left(1 + \frac{r_0}{r_\varphi} \right) + r_0 \right]^2} = 0; \quad (7.35)$$

de aici se obține valoarea optimă a rezistenței înfășurării de comandă a MEA în schema reacției liniare :

$$r_c = \frac{r_0 r_\varphi}{r_0 + r_\varphi}. \quad (7.36)$$

B. Determinarea rezistenței optime a înfășurării de comandă a MEA în schema reacției neliniare

Pentru schema reacției neliniare cu acțiune de limitare (fig. 7.7, b) se poate scrie următorul sistem de ecuații pentru tensiuni și curenți :

$$\begin{aligned} U_i - r_c I_c &= r_\varphi I_\varphi; \\ U_{comp} - r_0 I_0 &= r_\varphi I_\varphi; \\ I_c - I_0 &= I_\varphi. \end{aligned} \quad (7.37)$$

Rezolvînd acest sistem de ecuații pentru variația semnalului de comandă cu ΔU_i , se obține ecuația pentru creșterea curentului de comandă al MEA :

$$\Delta I_c = \frac{\Delta U_i \left(1 + \frac{r_0}{r_\varphi} \right)}{r_c \left(1 + \frac{r_0}{r_\varphi} \right) + r_0}. \quad (7.38)$$

În mod corespunzător creșterea tensiunii magnetomotoare a înfășurării de comandă în schema reacției neliniare, se determină sub forma raportului :

$$\Delta F_c = \frac{\Delta U_i \left(1 + \frac{r_0}{r_\varphi} \right) k_c \sqrt{r_c}}{r_c \left(1 + \frac{r_0}{r_\varphi} \right) + r_0}. \quad (7.39)$$

Rezistența optimă a înfășurării de comandă a MEA cu cîmp transversal se stabilește după maximul funcției (7.39) care se determină cu ajutorul derivatei acesteia :

$$\frac{\partial \Delta F_c}{\partial r_c} = \frac{\Delta U_l \left(1 + \frac{r_0}{r_{\#}} \right) k_c \left[r_0 - r_c \left(1 + \frac{r_0}{r_{\#}} \right) \right]}{2 \sqrt{r_c} \left[r_c \left(1 + \frac{r_0}{r_{\#}} \right) + r_0 \right]^2} = 0. \quad (7.40)$$

Pentru valoarea optimă a rezistenței înfășurării de comandă a MEA în schema reacției neliniare se obține următoarea expresie

$$r_c = \frac{r_0 r_{\#}}{r_0 + r_{\#}}. \quad (7.41)$$

Este ușor de observat că atât pentru schema reacției liniare cît și pentru schema reacției neliniare, expresia rezistenței optime a înfășurării de comandă rămîne aceeași. De aceea, în continuare se poate considera alegerea înfășurării de comandă a MEA independent de tipul reacției.

Deoarece seriile de MEA cu cîmp transversal fabricate au un anumit număr limitat de tipuri de înfășurări de comandă, posibilitatea realizării relațiilor optime pentru acestea într-una din schemele de automatizare cu mașini electrice, se limitează la alegerea completului corespunzător ce satisface condițiile optime.

Această problemă se poate ușura dacă se examinează expresia tensiunii magnetomotoare a înfășurării de comandă a MEA, avînd în vedere expresia valorii rezistenței sale optime :

$$\Delta F_c = \frac{\sqrt{r_c}}{(r_c + r_{c \text{ opt}})} k_F \Delta U. \quad (7.42)$$

Să examinăm acum raportul dintre tensiunea magnetomotoare a înfășurării de comandă în cazul parametrilor oarecari și cea din cazul combinării optime a acestora :

$$\frac{\Delta F_c}{\Delta F_{c \text{ opt}}} = \frac{2 \sqrt{\frac{r_c}{r_{c \text{ opt}}}}}{\frac{r_c}{r_{c \text{ opt}}} + 1}. \quad (7.43)$$

Se observă că în ultima ecuație figurează doar două valori : tensiunea magnetomotoare relativă a înfășurării de comandă a

MEA și rezistența relativă a acestora. De aceea, relația (7.43) poate fi reprezentată ca o caracteristică universală (fig. 7.8).

Folosind curba reprezentată în fig. 7.8, după rezistența optimă calculată a înfășurării de comandă se poate determina ușor completul cel mai corespunzător al înfășurărilor de comandă, astfel încât valoarea tensiunii magnetomotoare relative a înfășurării de comandă să se apropie cât mai mult de unitate.

Astfel, alegerea înfășurărilor de comandă ale MEA sumatoare cu cîmp transversal se reduce la următoarele.

1) după schema dată de automatizare cu mașini electrice amplificatoare cu cîmp transversal se calculează rezistența optimă a înfășurării de comandă;

2) după catalogul MEA cu cîmp transversal se alege un astfel de complet de înfășurări de comandă pentru care tensiunile magnetomotoare ale acestora se apropie cât mai mult de valorile optime;

3) completul ales de înfășurări de comandă ale MEA cu cîmp transversal se verifică după rezistența totală a circuitelor reacțiilor, care trebuie să fie mai mică sau egală cu valorile corespunzătoare, obținute din calculul sistemului dat de automatizare cu mașini electrice.

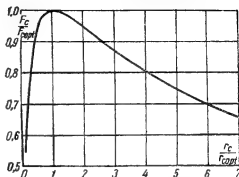


Fig. 7.8. Caracteristica variației tensiunii magnetomotoare relative a înfășurării de comandă a MEA pentru abaterea rezistenței acestora de la valoarea optimă.

7.4. Transformatoare de stabilizare pentru mașinile electrice amplificatoare sumatoare cu cîmp transversal cu mai multe înfășurări

Pentru introducerea semnalelor de corecție după derivatele mărimilor în sistemele de automatizare cu mașini electrice cu MEA sumatoare cu cîmp transversal se utilizează de obicei așa-zisele transformatoare de stabilizare.

Transformatoarele de stabilizare, spre deosebire de cele obișnuite, au întrefierul reglabil în circuitul magnetic, prin interme-

diul căruia se poate varia fin inductanța înfășurărilor transformatoarelor și se poate efectua acordarea circuitului de stabilizare.

Pentru obținerea diferitelor raporturi de transformare, înfășurările primare și secundare ale transformatoarelor de stabilizare, de regulă, se confecționează cu prize.

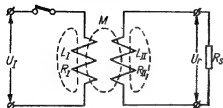


Fig. 7-9. Schema de conectare a transformatorului de stabilizare la o tensiune constantă U_I , înfășurarea secundară fiind închisă pe o rezistență R_s , pentru aprecierea proceselor tranziției din transformator.

În Uniunea Sovietică în prezent se fabrică transformatoare de stabilizare standardizate de tipul TC 72 și TC-144.

Caracteristicile transformatoarelor de stabilizare standardizate TC-72 și TC-144, în funcție de variația întrefierului miezului, cît și datele înfășurărilor acestora sînt indicate în anexa 2.

Caracteristicile dinamice ale transformatoarelor de stabilizare se obțin din examinarea procese

lor de conectare a acestora la o tensiune constantă U_I de curent continuu, înfășurarea secundară fiind închisă printr-o rezistență de sarcină constantă R_s (fig. 7.9). În acest caz pentru circuitul primar și cel secundar al transformatorului de stabilizare se pot scrie următoarele ecuații :

$$(L_I p + R_I) I_I + M p I_{II} = U_I;$$

$$M p I_I + (L_{II} p + R_{II} + R_s) I_{II} = 0. \quad (7.44)$$

Inductanța mutuală dintre înfășurarea primară și cea secundară a transformatorului de stabilizare poate fi determinată cu ecuația :

$$M = \delta \sqrt{L_I L_{II}}, \quad (7.45)$$

unde δ este factorul de cuplaj dintre înfășurările transformatorului, funcție de întrefierul Δ al miezului.

Rezolvînd sistemul de ecuații (7.44) funcția de transfer a transformatorului de stabilizare în raport cu curentul secundar este dată de relația

$$W_{tdI}(p) = \frac{I_{II}(p)}{U_I(p)} = \frac{\delta \sqrt{\frac{T_I T_{II}}{R_I R_{II}}} p}{T_I T_{II} (1 - \delta^2) p^2 + (T_I + T_{II}) p + 1}. \quad (7.46)$$

În mod corespunzător funcția de transfer a transformatorului de stabilizare în funcție de tensiunea secundară poate fi reprezentată sub forma următoare :

$$W_{tdU}(p) = \frac{U_{II}(p)}{U_I(p)} = \frac{R_s \delta \sqrt{\frac{T_I T_{II}}{R_I R_{II}}} p}{T_I T_{II} (1 - \delta^2) p^2 + (T_I + T_{II}) p + 1} \quad (7.47)$$

În expresiile (7.46) și (7.47) se înțelege cu :

$T_I = L_I / R_I$ — constanta de timp a circuitului primar al transformatorului de stabilizare ;

$T_{II} = \frac{L_{II}}{R_{II} + R_s}$ — constanta de timp a circuitului secundar al transformatorului de stabilizare ce funcționează pe o rezistență ;

R_I — rezistența circuitului primar al transformatorului ;

$R_{II} = R_{II} + R_s$ — rezistența circuitului secundar al transformatorului ;

R_s — rezistența de sarcină a transformatorului.

Funcțiile de transfer indicate mai sus ale transformatorului de stabilizare arată că în cazul funcționării pe o rezistență de sarcină, acesta poate fi reprezentat printr-un element echivalent de gradul II (fig. 7.10).

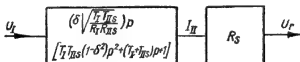


Fig. 7-10. Schema funcțională echivalentă a transformatorului de stabilizare la funcționarea pe sarcină activă.

După caracteristica de frecvență a transformatorului de stabilizare, dedusă experimental, și după frecvența proprie de oscilație se poate determina factorul de cuplaj δ pentru orice valori a înțrefierului Δ a miezului transformatorului

$$\delta = \sqrt{1 - \frac{1}{T_I T_{II} \omega_0^2}}, \quad (7.48)$$

unde ω_0 este pulsația proprie de oscilație a transformatorului, determinată ca pulsația corespunzătoare decalajului nul dintre tensiunea primară și cea secundară a transformatorului.

Dacă transformatorul de stabilizare este confecționat cu un miez fără întrefier, factorul de cuplaj dintre înfășurările acestuia este apropiat de unitate.

Pentru $\delta=1$ funcția de transfer a transformatorului de stabilizare se simplifică și poate fi scrisă sub următoarea formă :

$$W'_{idU}(p) \approx \frac{R_s}{R_{II} + R_s} \frac{k_{td} T_1 p}{(T_1 + T_{IIs}) p + 1}, \quad (7.49)$$

unde $k_{td} = \omega_{II}/\omega_I$ este raportul de transformare al transformatorului.

În cazul calculelor aproximative ale sistemelor cu transformatoare de stabilizare se presupune adesea de asemenea că atunci cînd se conectează înfășurarea sa secundară la o rezistență, constanta de timp T_{IIs} are o valoare mică și din această cauză poate fi neglijată. În acest caz funcția de transfer a transformatorului de stabilizare se simplifică și mai mult și poate fi reprezentată sub forma

$$W''_{idU}(p) \approx \frac{k_{td} T_1 p}{I_1 p + 1}, \quad (7.50)$$

unde raportul de transformare al transformatorului de stabilizare în sarcină este

$$k_{td} = \frac{R_s}{R_{II} + R_s} \frac{\omega_{II}}{\omega_I}. \quad (7.51)$$

Cînd funcționează cu MEA cu cîmp transversal, în miezul transformatorului de stabilizare de regulă se stabilește un anumit întrefier, fapt datorită căruia trebuie folosită o expresie precisă a funcției de transfer a acestuia (7.47).

7.5. Procesele tranzitorii din mașinile electrice amplificatoare sumatoare cu cîmp transversal, cu transformator de stabilizare

La funcționarea în sarcină, mașina electrică amplificatoare cu cîmp transversal formează întotdeauna un sistem închis, datorită prezenței reacției interioare de sarcină. Asemenea sisteme nu asigură întotdeauna funcționarea stabilă și sînt înclinate către apariția autooscilațiilor.

Pentru asigurarea funcționării stabile în sarcină a MEA cu cîmp transversal și pentru evitarea posibilității apariției auto-

oscilațiilor în schemele de automatizare cu mașini electrice, aceasta este cuprinsă totdeauna de o reacție de stabilizare.

Drept reacții de stabilizare cel mai frecvent sînt utilizate cele elastice negative după tensiunea de ieșire a MEA (fig. 7.11).

Dacă MEA funcționează fără sarcină cu o reacție diferențială elastică ideală, funcția sa de transfer poate fi scrisă sub următoarea formă:

$$W_{er}(p) = \frac{k_{e0}}{\frac{p^2}{v_0^2} + \left(2 \frac{h_0}{v_0} + k_{e0} T_r\right) p + 1} \quad (7.52)$$

După cum se vede, reacția de stabilizare mărește factorul de amortizare h , datorită cărui fapt crește stabilizarea sistemului cu MEA cu cîmp transversal:

$$h = h_0 + \frac{1}{2} k_{e0} v_0 T_r. \quad (7.53)$$

Practic nu sînt realizabile reacțiile ideale pentru stabilizarea funcționării MEA și de aceea de obicei nu se utilizează transformatoarele derivatoare.

Dacă transformatorul funcționează în circuitul înfășurării de stabilizare a MEA cu cîmp transversal, funcția sa de transfer se obține prin rezolvarea în comun a ecuațiilor transformatorului derivator și a circuitului de comandă al MEA.

Pentru simplificarea ecuațiilor se consideră de obicei ca raportul dintre inductanța înfășurării de stabilizare a MEA și cea a înfășurării secundare a transformatorului, poate fi adoptat egal cu zero:

$$\gamma = \frac{L_{cr}}{L_{utd}} \approx 0. \quad (7.54)$$

Funcția de transfer a circuitului transformatorului de stabilizare, circuitele celorlalte înfășurări de comandă fiind închise, se determină din examinarea proceselor de variație a curentului din

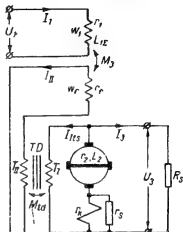


Fig. 7.11. Schema MEA cu reacție de stabilizare prin transformator.

circuitul înfășurării de comandă a MEA, legate de transformatorul derivator, în cazul conectării înfășurării primare a acestuia la o tensiune constantă. În acest caz, pot fi scrise următoarele ecuații :

$$\begin{aligned}(T_I p + 1) R_I I_{1td} + M_{td} p I_2 &= U_3; \\ M_{Mp} I_1 + M_{td} p I_{1td} + (T_{II} p + 1) R_{II} I_2 &= 0; \\ (T_{I\Sigma} p + 1) R_I I_1 + M_{Mp} I_2 &= 0;\end{aligned}\quad (7.55)$$

aici I_1 este curentul echivalent din circuitele închise ale înfășurărilor de comandă ale MEA ;

I_2 — curentul din înfășurarea de stabilizare a MEA.

Rezolvînd sistemul de ecuații (7.55) se determină expresiile curenților I_2 și I_1 :

$$\begin{aligned}I_2(p) &= \\ &= \frac{-\frac{\delta \sqrt{T_I T_{II}}}{\sqrt{R_I R_{II}}} (T_{I\Sigma} p + 1) p U_3}{T_{I\Sigma} T_I T_{II} (1 - \delta^2) p^3 + [T_I T_{II} (1 - \delta^2) + T_{I\Sigma} T_I + T_{I\Sigma} T_{II}] p^2 + (T_{I\Sigma} + T_I + T_{II}) p + 1}.\end{aligned}\quad (7.56)$$

$$\begin{aligned}I_1(p) &= \\ &= \frac{\frac{\delta \sqrt{T_I T_{II}}}{\sqrt{R_I R_{II}}} \left(\frac{w_r}{w_1} \right) T_{I\Sigma} p^2 U_3}{T_{I\Sigma} T_I T_{II} (1 - \delta^2) p^3 + [T_I T_{II} (1 - \delta^2) + T_{I\Sigma} T_I + T_{I\Sigma} T_{II}] p^2 + (T_{I\Sigma} + T_I + T_{II}) p + 1}.\end{aligned}\quad (7.57)$$

Tensiunea magnetomotoare rezultantă de comandă a MEA datorită acțiunii circuitului transformatorului de stabilizare este determinată de suma

$$(I w)_r = I_2 w_r + I_1 w_1. \quad (7.58)$$

Curentul de comandă echivalent al MEA datorită acțiunii circuitului transformatorului de stabilizare se obține din ecuația

$$I_{1e} = \frac{I_2 w_r + I_1 w_1}{w_1}. \quad (7.59)$$

Înlocuind în ecuația (7.59) valorile curenților I_2 și I'_1 , expresia curentului echivalent de comandă a MEA datorită acțiunii reacției de stabilizare se obține sub forma următoare:

$$I'_{1e}(p) =$$

$$= \frac{-\delta \sqrt{\frac{T_1 T_{II}}{R_1 R_{II}}} \left(\frac{w_r}{w_1} \right) [(T_{1\Sigma} p + 1) p - T_{1\Sigma} p^3] U_3}{T_{1\Sigma} T_1 T_{II} (1 - \delta^2) p^3 + (T_1 T_{II} (1 - \delta^2) + T_{1\Sigma} T_1 + T_{1\Sigma} T_{II}) p^2 + (T_{1\Sigma} + T_1 + T_{II}) p + 1}; \quad (7.60)$$

după transformări această ecuație se simplifică:

$$I'_{1e}(p) =$$

$$= \frac{-\delta \sqrt{\frac{T_1 T_{II}}{R_1 R_{II}}} \left(\frac{w_r}{w_1} \right) p U_3}{T_{1\Sigma} T_1 T_{II} (1 - \delta^2) p^3 + [T_1 T_{II} (1 - \delta^2) + T_{1\Sigma} T_1 + T_{1\Sigma} T_{II}] p^2 + (T_{1\Sigma} + T_1 + T_{II}) p + 1}; \quad (7.61)$$

pentru

$$\gamma \neq 0$$

$$I'_{1e}(p) = \frac{-\delta \sqrt{\frac{T_1 T_{II}}{R_1 R_{II}}} \cdot \sqrt{\frac{T_r R_{II}}{T_{1\Sigma} R_1}} p U_3}{T_{1\Sigma} T_1 T_{II} (1 - \delta^2) p^3 + [T_1 T_{II} (1 - \delta^2 + \gamma) + T_{1\Sigma} (T_1 + T_{II})] p^2 + \frac{1}{\leftarrow + (T_1 + T_{II}) (1 + \gamma + T_{1\Sigma}) p + 1}} \rightarrow \quad (7.62)$$

Din expresia (7.61) se vede că în cazul unui studiu simplificat, funcția de transfer a circuitului transformatorului de stabilizare reprezintă produsul următoarelor funcții de transfer: a transformatorului la funcționarea pe sarcina activă R_{II} și a circuitului echivalent de excitație al MEA cu câmp transversal.

Plecînd de la cele expuse mai sus, MEA cu câmp transversal cu transformator de stabilizare poate fi reprezentat ca un element oscilant, cuprinsă de o reacție externă sub formă de element aperiodic de gradul 2 (fig. 7.12).

Funcția de transfer a MEA cu cîmp transversal cu transformator de stabilizare, conform schemei funcționale (fig. 7.12) se obține sub următoarea formă :

$$W_{etd0}(p) = \frac{k_{e0}(1 + T_2 p + T_1^2 p^2)}{\frac{T_1^2}{v_0^2} p^4 + \left(\frac{T_2}{v_0^2} + 2 \frac{h_0}{v_0} T_1^3 \right) p^3 + \left(\frac{1}{v_0^2} + T_1^2 + 2 \frac{h_0}{v_0} T_2 \right) p^2 + \left(2 \frac{h_0}{v_0} + T_2 + k_{e0} k_{tdt} \right) p + 1} \quad (7.63)$$

aci funcția de transfer și constantele de timp echivalente ale transformatorului de stabilizare sînt :

$$k_{tdt} = \frac{r_1 w_r}{w_1} \delta \sqrt{\frac{T_1 T_{II}}{R_1 R_{II}}}; \quad T_1 = \sqrt{T_1 T_{II} (1 - \delta^2)}; \quad T_2 = T_1 + T_{II}.$$

Caracteristicile de frecvență ale MEA cu cîmp transversal cu reacție de stabilizare prin transformator, pot fi construite ușor:

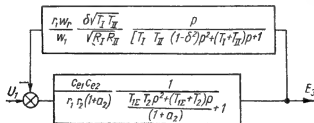


Fig. 7-12. Schema funcțională a MEA cu reacție de stabilizare în circuitul căreia se utilizează un transformator de stabilizare.

plecînd de la schema funcțională, prin însumarea CLA și CLF ale acestora la mersul în gol cu CLA și CLF ale funcției auxiliare :

$$W_{etd0}(j\omega) = W_{e0}(j\omega) \frac{1}{1 + W_{e0}(j\omega) W_{tdR}(j\omega)}. \quad (7.64)$$

După caracteristicile logaritmice de frecvență (fig. 7.13), după cum s-a menționat mai sus, se poate aprecia cel mai simplu influența diferiților parametri ai circuitului de stabilizare asupra stabilității MEA cu cîmp transversal. Deoarece însă stabilitatea

se apreciază după CLA și CLF ale sistemului în stare deschisă, pe graficul comun este suficient să se traseze CLA și CLF ale amplificatorului în stare deschisă și familia CLA și CLF ale

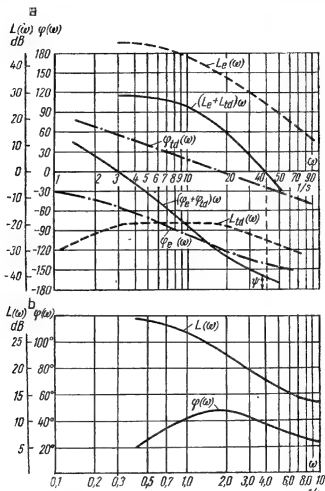


Fig. 7-13. Caracteristicile logaritmice de frecvență ale MEA cu cîmp transversal și ale transformatorului de stabilizare în circuit deschis *a* și închis *b*.

transformatorului de stabilizare pentru diferite valori ale întrefierului și rezistenței.

Datorită faptului că transformatorul de stabilizare are caracteristici de frecvență mult deosebite de caracteristicile de

încalcare a unui element derivator ideal, o astfel de reacție poate uneori să determine autooscilații în MEA. Înlăturarea acestor fenomene se efectuează de obicei prin micșorarea constantelor de timp ale circuitului primar și secundar ale transformatorului de stabilizare. În acest caz, micșorarea constantelor de timp datorită introducerii unei rezistențe în serie în circuitele respective, mărește stabilitatea sistemului. Variația întrefierului transformatorului de stabilizare mărește de asemenea stabilitatea MEA cu cîmp transversal, însă într-o măsură mică (fig. 7.13).

Pierderea stabilității MEA cu cîmp transversal cu transformator de stabilizare poate avea loc fie datorită modificării parametrilor MEA sub acțiunea reacției de sarcină, fie datorită modificării constantei de timp totale a circuitelor de comandă, cînd acestea sînt conectate în schemă. De aceea, acordarea transformatorului de stabilizare al MEA cu cîmp transversal este rațional să se facă cînd circuitele tuturor înfășurărilor de comandă au fost conectate. În acest caz, la conectarea MEA în schemă se mențin condițiile de funcționare stabilă ale acesteia.

VIII. MAȘINILE ELECTRICE AMPLIFICATOARE CU CÎMP TRANSVERSAL ÎN SCHEME SPECIALE ALE ACȚIONĂRII ELECTRICE AUTOMATIZATE

8.1. Mașina electrică amplificatoare cu cîmp transversal ca amplificator multiplicator în schemele de automatizare cu mașini electrice

În schemele de automatizare cu mașini electrice pentru obținerea unor caracteristici speciale ale acționărilor, într-o serie de cazuri trebuie să existe posibilitatea de a realiza acțiuni de corectare nu numai sub formă de însumare cu un semnal de referință, ci și sub formă de modificare a factorului de amplificare de tensiune al MEA, cu care se înmulțesc toate celelalte semnale. Pentru astfel de sisteme MEA cu cîmp transversal trebuie să permită nu numai însumarea, ci și înmulțirea semnalelor.

Modificarea factorului de amplificare de tensiune al MEA sub influența unui semnal suplimentar de corecție se realizează prin premagnetizarea suplimentară a jugului statoric prin circuitul înfășurărilor pentru compensarea histerezei (fig. 8.1). Această premagnetizare suplimentară saturează circuitul magnetic în primul etaj nesaturat al MEA. Natural, că o astfel de premagnetizare suplimentară permite modificarea factorului de amplificare al MEA în limite restrînse, însă după cum a arătat experiența, suficiente pentru o serie de scheme de automatizare cu mașini electrice. De obicei, cu ajutorul premagnetizării jugului se reușește să se modifice factorul de amplificare al MEA cu 20—40%.

În cazul unei premagnetizări continue caracteristica MEA (fig. 8.2) se rotește parcă în jurul originii coordonatelor, deplasîndu-se în zona factorilor de amplificare de tensiune mică. Panta caracteristicii primului etaj al MEA poate fi exprimată ca produsul dintre numărul de spire w_1 al înfășurării de comandă, coeficientul S_1 și coeficientul echivalent de permeabilitate magnetică μ_{1e} , adică

$$C_{e1} = \mu_{1e} S_1 w_1. \quad (8.1)$$

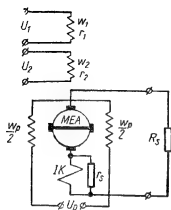


Fig. 8-1. Schema MEA cu cîmp transversal cu înfășurări w_p de compensare a histerzei pentru premagnetizarea jugului în curent continuu de la tensiunea U_p .

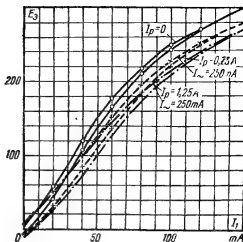


Fig. 8-2. Caracteristicile MEA pentru diferite valori ale premagnetizării jugului prin circuitul înfășurărilor de compensare a histerzei.

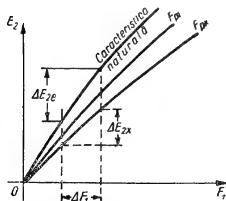


Fig. 8-3. Determinarea caracteristicii de variație a permeabilității magnetice echivalente a primului etaj al MEA.

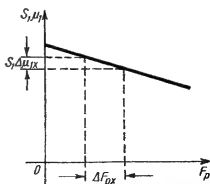


Fig. 8-4. Caracteristica de variație a permeabilității magnetice echivalente a primului etaj al MEA în funcție de tensiunea magnetomotoare de premagnetizare cu curent continuu a jugului.

Relația dintre coeficientul echivalent de permeabilitate magnetică și premagnetizarea jugului prin circuitul înfășurărilor de compensare a histerezei se poate determina ușor, după caracteristicile de mers în gol ale MEA pentru diferite tensiuni magnetomotoare ale înfășurărilor de premagnetizare (fig. 8.3). Punctele curbei căutate se determină cu raportul, luat pentru diferite tensiuni magnetomotoare constante ale înfășurărilor de premagnetizare

$$\mu_{1x} S_1 = \frac{\Delta E_2}{\Delta I_1 w_1} \quad (8.2)$$

Această relație (fig. 8.4), în general vorbind, are un caracter curbiliniu, determinat de caracteristica magnetică a MEA în zona de saturație. Dar în limitele arătate mai sus de modificare a factorului de amplificare al MEA aceasta poate fi considerată liniară și se poate considera că pentru valoarea dată a tensiunii magnetomotoare de premagnetizare a jugului coeficientul echivalent de permeabilitate magnetică al primului etaj al MEA, se determină din ecuația

$$\mu_{1x} = \mu_{1e} - \Delta \mu_{1x} \quad (8.3)$$

Valoarea $\Delta \mu_{1x}$ la rîndul ei, este caracterizată de coeficientul corespunzător de variație a permeabilității magnetice $k_{1\mu}$:

$$S_1 \Delta \mu_{1x} = k_{1\mu} F_{px} \quad (8.4)$$

Acest coeficient se determină din diagrama reprezentată în fig. 8.4 ca raportul dintre variația permeabilității magnetice a primului etaj al MEA și variația corespunzătoare a tensiunii magnetomotoare de premagnetizare, adică

$$k_{1\mu} = \frac{S_1 \Delta \mu_{1x}}{\Delta F_{px}} = \frac{\left(\frac{\Delta E_2 - \Delta E_{2x}}{\Delta I_1 w_1} \right)}{\Delta I_{px} w_p} \quad (8.5)$$

Astfel, influența premagnetizării jugului asupra caracteristicilor MEA cu cîmp transversal, poate fi considerată ca o variație a pantei caracteristicii primului etaj al MEA, sub acțiunea diferenței unei tensiuni magnetomotoare longitudinale a jugului, echivalentă acțiunii circuitelor de comandă, și tensiunea magnetomotoare de premagnetizare prin circuitul înfășurărilor de compensare a histerezei.

După cum se vede din fig. 8.5, schema funcțională a MEA cu premagnetizarea jugului, se deosebește de schema funcțională a MEA fără premagnetizare (fig. 5.9), prin aceea că elementul

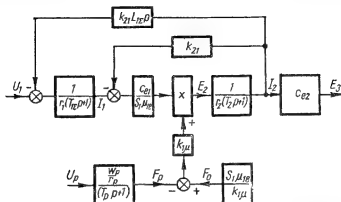


Fig. 8-5. Schema funcțională a MEA cu premagnetizarea jugului prin circuitul înfășurărilor de compensare a histerezei.

pautei caracteristici primului etaj al MEA, c_{e1} , se completează cu un element cu ajutorul căruia se înmulțește numărul de spire al înfășurării de comandă a MEA

$$\left(w_1 = \frac{c_{e1}}{S_1 \mu_{1e}} \right)$$

cu coeficienții μ_{1x} și S_1 .

Efectuînd transformările schemei funcționale (fig. 8.5) și căutînd funcția de transfer a MEA cu premagnetizarea jugului, se obține următoarea expresie a factorului de amplificarea de tensiune :

$$k_{eox} = \frac{c_{e1} c_{e2} \left(1 - \frac{k_{1\mu} I_{px} w_p}{S_1 \mu_{1e}} \right)}{r_1 r_2 (1 + \alpha_2)} = k_{eo} - k_{eo} k_{ep}; \quad (8.6)$$

de unde pentru tensiunea de ieșire a MEA cu premagnetizare se obține

$$E_3(p) = \frac{k_{eo}}{\left(\frac{p^2}{v_0^2} + 2 \frac{h_0}{v_0} p + 1 \right)} U_1(p) - \frac{k_{eo} \left(\frac{k_{1\mu} w_p}{S_1 \mu_{1e} r_p} \right)}{\left(\frac{p^2}{v_0^2} + 2 \frac{h_0}{v_0} p + 1 \right) (T_p p + 1)} \cdot U_1(p) U_p(p). \quad (8.7)$$

Prin urmare, tensiunea de ieșire a MEA cu cîmp transversal cu premagnetizarea în curent continuu a jugului are două componente: una proporțională cu tensiunea de acționare $U_1(p)$, și cealaltă, proporțională cu produsul dintre tensiunea de acționare și tensiunea de premagnetizare $U_1(p) \cdot U_p(p)$. În baza expresiei (8.7) schema funcțională transformată a MEA cu premagnetizare poate fi reprezentată ca în fig. 8.6.

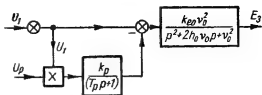


Fig. 8-6. Schema funcțională transformată a MEA cu comanda premagnetizării jugului prin circuitul înfășurărilor de compensare a histerezei.

Lipsa de cuplaj a fluxurilor magnetice de premagnetizare și a fluxurilor de lucru permite legarea electrică a circuitului de premagnetizare cu oricare parametru de lucru al MEA, fără a deranja prin aceasta schema funcțională generală a acesteia. Deoarece una din componentele tensiunii de ieșire este proporțională cu produsul dintre semnalul de comandă și cel de premagnetizare, printr-o conectare corespunzătoare a înfășurărilor de premagnetizare se pot obține cele mai variate caracteristici neliniare ale MEA. De exemplu, simpla conectare a circuitului de premagnetizare ca o reacție negativă rigidă a tensiunii de ieșire a MEA, duce la următoarea relație dintre tensiunile acesteia:

$$E_3 = \frac{k_{eo} U_1}{1 + k_{eo} k_p U_1} + \frac{k_{eo} U_1}{1 + k_{eo} \beta}; \quad (8.8)$$

în care factorul de reacție este o mărime variabilă care variază proporțional cu variația semnalului de comandă U_1 :

$$\beta = k_p U_1. \quad (8.9)$$

Datorită creșterii factorului de reacție β , o dată cu creșterea semnalului de comandă caracteristica liniară a MEA cu cîmp transversal devine neliniară.

Un deosebit interes pentru sistemele de automatizare cu mașini electrice o prezintă caracteristicile MEA cu limitarea creșterii tensiunii acesteia (fig. 8.7, a) și caracteristicile cu creșterea patatică a tensiunii (fig. 8.7, b).

Primul tip de caracteristici este necesar pentru schemele de forțare a proceselor tranzitorii din schemele de acționare elec-

trică automatizată în curent continuu. În aceste scheme scăderea treptată a semnalului de acționare al reacției neliniare al forțării determină mai întâi o creștere oarecare a tensiunii MEA, care trebuie să scadă sensibil sub acțiunea reacției puternice de limitare a forțării pînă la o valoare corespunzătoare mișcării permanente a acționării.

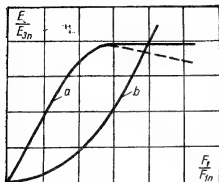


Fig. 8-7. Caracteristicile neliniare tip ale amplificatoarelor, necesare pentru sistemele de automatizare cu mașini electrice:

a — caracteristică cu limitarea creșterii tensiunii pentru semnale mari de comandă; b — caracteristică cu micșorarea amplificării în zona semnalelor de comandă mici.

Modificarea atenuării din sistemul de urmărire poate fi realizată cel mai bine prin varierea factorului de amplificare al MEA de la o valoare maximă corespunzătoare semnalului maxim de abatere pînă la o valoare minimă cînd sistemul se apropie de poziția de concordanță.

Caracteristicile descrise ale schemelor tip de automatizare cu mașini electrice pot fi obținute la MEA cu premagnetizare prin conectarea circuitului înfășurărilor de premagnetizare, ca o reacție de limitare superioară (reacție blocată) în primul caz și ca un circuit de limitare inferioară (reacție limitată) în cel de-al doilea caz (fig. 8.8).

În schema MEA cu premagnetizare de la circuitul reacției de limitare superioară a tensiunii de ieșire (fig. 8.8, a) în gama de variație a semnalului de comandă de la 0 la tensiunea de comparație MEA funcționează pe caracteristicile naturale, deoarece prin circuitul înfășurărilor de compensare a histerzei nu trece curent, adică pentru $U_1 < U'_{comp}$

$$E_3 = k_{eo} U_1. \quad (8.10)$$

Dacă tensiunea MEA depășește tensiunea de comparație, prin circuitul înfășurărilor de compensare a histerezei începe să treacă curentul de premagnetizare. În acest caz factorul echivalent de

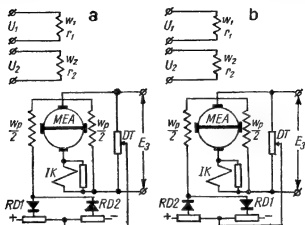


Fig. 8-8. Schema de conectare a premagnetizării MEA cu câmp transversal pentru obținerea caracteristicilor de formă specială :

a — cu micșorarea factorului de amplificarea pentru semnale de comandă mari; b — idem, pentru semnale de comandă mici.

amplificare al MEA scade, și tensiunea sa de ieșire se micșorează, adică pentru : $U_1 > U_{comp}$

$$E_3 = k_{eo} U_1 \frac{(1 + k_p U_{comp})}{(1 + k_{eo} k_p U_1)} \quad (8.11)$$

În fig. 8.9, a este reprezentată caracteristica exprimată a MEA cu premagnetizare blocată în circuitul înfășurărilor de compensare a histerezei. Această caracteristică este foarte apropiată de cea necesară și MEA cu astfel de conectare a circuitului înfășurărilor de premagnetizare pot fi folosite cu succes în schemele de automatizare cu mașini electrice pentru forțarea proceselor tranzitorii în schema G-M de curent continuu sau pentru obținerea caracteristicilor cu cuplu de sarcină limitat.

În schema MEA cu premagnetizare de la circuitul reacției neliniare (cu acțiune limitată) după tensiunea de ieșire (fig. 8.8, b) în gama de variație a acestuia de la 0 pînă la tensiunea de comparație, premagnetizarea MEA variază de la maximum la zero. În acest caz factorul echivalent de amplificarea al MEA cu premagnetizare variază de la minimum pînă la valoarea naturală.

Intr-adevăr, pentru $E_3 < U_{comp}$ pentru valoarea staționară a tensiunii de ieșire a MEA este valabilă următoarea expresie :

$$E_2 = k_{e0} U_1 \frac{(1 - k_p U_{comp})}{(1 - k_{e0} k_p U_1)} \quad (8.12)$$

În fig. 8.9, *b* sînt reprezentate caracteristicile experimentale ale MEA cu cîmp transversal cu premagnetizare limitată în circuitul înfășurărilor de compensare a histerezei. Aceste caracteristici corespund de asemenea suficient de bine necesităților, și MEA cu premagnetizare limitată pot fi folosite pentru forțarea sistemelor electrice de urmărire, în curent continuu.

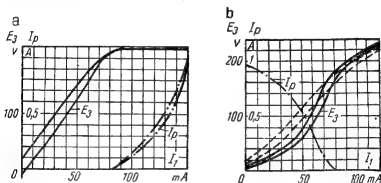


Fig. 8-9. Caracteristicile experimentale ale MEA cu cîmp transversal cu premagnetizare funcțională în circuitul înfășurărilor de compensare a histerezei :

a — cu premagnetizare blocată; *b* — cu premagnetizare limitată; E_n — caracteristica naturală; E_2 — caracteristica cu premagnetizare suplimentară; I_p — caracteristica premagnetizării

Astfel, utilizarea înfășurărilor de compensare a histerezei pentru premagnetizarea jugului la MEA cu cîmp transversal, datorită efectului multiplicator care apare, dă posibilitatea de a o utiliza ca o mașină electrică amplificatoare cu funcție specială în diferite scheme speciale de automatizare cu mașini electrice.

8.2. Mașina electrică amplificatoare cu cîmp transversal în sistemele de acționare reglabilă în curent alternativ cu comanda prin frecvență

Sistemele de acționare reglabilă în curent alternativ cu comanda prin frecvență prevăd folosirea motoarelor electrice asincrone cu rotorul în scurtcircuit, alimentate cu o tensiune variabilă ca amplitudine și frecvență de la un convertizor de frecvență

separat. Astfel, la baza acționării reglabile în curent alternativ stă sistemul: convertizor de frecvență-motor asincron (CF-MA).

În ultimul timp se fabrică cu succes convertizoare de frecvență cu triode semiconductoare. Acestea permit obținerea unor tensiuni cu frecvență variabilă, cu amplitudine constantă, fiind comandate simplu, sau o tensiune cu frecvență și amplitudine variabilă, cu comandă legată (prin două canale — de tensiune și de frecvență).

Convertizoarele de frecvență cu semiconductoare permit realizarea unor randamente ridicate. La sistemele de acționare reglabile în curent alternativ cu comandă prin frecvență, însă din cauza dificultăților tehnice de fabricare a unor triode semiconductoare de putere, puterea acestor sisteme nu depășește 1 kW.

Pentru lărgirea gamei de puteri ale sistemului de acționare reglabilă cu convertizoare cu semiconductoare, acestea se pun în cascadă cu mașini electrice amplificatoare de putere, intermediare, de curent alternativ. În acest caz, la ieșirea mașinii electrice amplificatoare, pentru păstrarea capacității de suprasarcină și a indicilor energetici înalți ($\cos \varphi$ și randamentul) al motorului asincron, tensiunea și frecvența curentului alternativ trebuie să satisfacă următoarea relație:

$$\frac{U_x}{U_n} = \frac{f_x}{f_n} \sqrt{\frac{M_{sx}}{M_{sn}}} \quad (8.13)$$

În cazul unui cuplu de sarcină static constant această relație se simplifică:

$$\frac{U_x}{f_x} = \frac{U_n}{f_n} = \text{const.} \quad (8.14)$$

La acționările electrice reglabile de curent alternativ de putere medie (10—15 kW) este posibilă utilizarea ca mașină electrică amplificatoare de curent alternativ a MEA standardizate cu circuit de rezonanță în circuitul transversal. Deoarece în sistemele de acționare reglabile în curent alternativ MEA standardizate pot fi utilizate doar ca amplificatoare de putere monofazate, aceste sisteme fiind bifazate trebuie să fie compuse din două MEA (fig. 8.10).

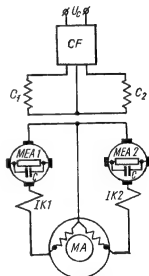


Fig. 8-10. Schema acționării reglabile bifazate în curent alternativ avînd MEA ca amplificator de putere de curent alternativ.

La funcționarea în regim de amplificator de putere de curent alternativ, datorită creșterii puternice a reactanțelor inductive ale circuitului transversal și ale circuitului de comandă o dată cu creșterea frecvenței curentului alternativ, mașina electrică

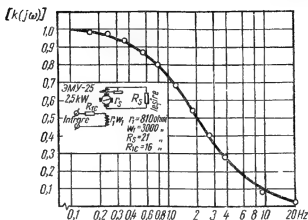


Fig. 8-11. Caracteristica MEA cu cîmp transversal de 2,5 kW la funcționarea ca amplificator de putere în curent alternativ.

amplificatoare se caracterizează printr-o frecvență mică de trecere, adică printr-o frecvență în limitele căreia factorul de amplificare de tensiune rămîne aproximativ constant.

În fig. 8.11 este reprezentată caracteristica tip a MEA cu cîmp transversal la funcționarea ca amplificator de putere de curent alternativ pe o sarcină activă, fiind excitată cu o tensiune cu frecvență variabilă, și amplitudine constantă. După cum se vede din figură, MEA standardizată cu cîmp transversal cu schema de conectare normală poate fi utilizată ca amplificator de putere de curent alternativ numai în domeniul frecvențelor joase, care nu depășește 5 Hz.

Pentru lărgirea domeniului de trecere a frecvențelor, MEA standardizată se prevede de obicei cu un circuit de rezonanță în circuitul transversal, care constă dintr-o capacitate și o rezistență legate în paralel (fig. 8.12). Conectarea capacității în circuitul transversal al MEA permite lărgirea domeniului de trecere a frecvențelor și obținerea unei caracteristici de variație a tensiunii de

în fier, tensiunea aplicată bobinei este echilibrată de tensiunea contraelectromotoare a acesteia :

$$U_{0x} = 4k_f f k_o w_x \Phi 10^{-8} = 4k_f f k_o w_x \frac{F_x}{R_\mu} 10^{-8}, \quad (8.16)$$

unde $F_x = k_o w_x I_{\mu x}$.

Puterea aparentă S_0 a unei astfel de bobine este egală cu puterea sa reactivă Q_0 , iar susceptanța este determinată de relația :

$$b_x = \frac{S}{U_{0x}^2} = \frac{I_\mu}{U_{0x}} = \frac{F_x}{k_o w_x U_{0x}}. \quad (8.17)$$

Avînd în vedere pierderile în fier, puterea bobinei de reac-tanță fără scăpări se obține din relația :

$$S = U_o I_o = \sqrt{P_o^2 + Q_o^2}, \quad (8.18)$$

iar conductanța g_x a rezistenței echivalente de șuntare, corespunzătoare pierderilor în fierul miezului bobinei, se determină din ecuația :

$$g_x = \frac{P_o}{U_o^2} = \frac{I_a}{U_o}. \quad (8.19)$$

Dacă se introduce factorul de pierderi .

$$k_\mu = \frac{P_o}{Q_o}, \quad (8.20)$$

conductanța și susceptanța bobinei sînt legate între ele prin relația :

$$g_x = k_\mu b_x. \quad (8.21)$$

În mod analog pentru MEA cu cîmp transversal ce funcționează în curent alternativ pot fi scrise relațiile corespunzătoare : pentru circuitul înfășurării de comandă

$$\left. \begin{aligned} I_{\mu 1} &= \frac{F_1}{\sqrt{2} k_{o1} w_1}; \\ I_1 &= I_{\mu 1} \sqrt{1 + k_{1\mu}^2}; \end{aligned} \right\} \quad (8.22)$$

$$\left. \begin{aligned} b_{o1} &= \frac{I_{\mu 1}}{U_{o1}}; \\ g_{o1} &= k_{1\mu} \cdot b_{o1} = \frac{\sum P_{Fe1}}{U_{o1}^2}; \end{aligned} \right\} \quad (8.23)$$

pentru circuitul transversal

$$\left. \begin{aligned} I_{\mu 2} &= \frac{F_2}{\sqrt{2} k_{o2} w_{2a}}; \\ I_2 &= I_{\mu 2} \sqrt{1 + k_{2\mu}^2}; \\ b_{o2} &= \frac{I_{\mu 2}}{U_{o2}}; \\ g_{o2} &= k_{2\mu} \cdot b_{o2} = \frac{\sum P_{Fe2}}{U_{o2}^2}; \end{aligned} \right\} \quad (8.24)$$

pentru circuitul longitudinal se presupune că $\omega_{3a} = \omega_k$ și în cazul cînd înfășurarea de compensație este realizată precis $\Phi_{as} = \Phi_k$. În acest caz circuitul longitudinal al MEA este caracterizat numai prin reactanța de scăpări :

$$X_3 = X_{s3a} + X_{sk}, \quad (8.25)$$

și prin rezistența :

$$r_3 = r_{3a} + r_k. \quad (8.26)$$

Efectuînd transformările echivalente (fig. 8.13) se găsesc următoarele expresii ale rezistențelor și reactanțelor echivalente ale circuitelor MEA cu cîmp transversal :

$$r_{1e} = r_1 + \frac{g_{o1}}{g_{o1}^2 + b_{o1}^2}; \quad (8.27)$$

$$X_{1e} = X_{s1} + \frac{b_{o1}}{g_{o1}^2 + b_{o1}^2}; \quad (8.28)$$

$$r_{2e} = r_2 + \frac{g_{o2}}{g_{o2}^2 + b_{o2}^2} + \frac{R_{2a}}{1 + (2\pi f C_2)^2 R_{2a}^2}; \quad (8.29)$$

$$X_{2e} = X_{s2} + \frac{b_{o2}}{g_{o2}^2 + b_{o2}^2} - \frac{2\pi f C_2 R_{2a}^2}{1 + (2\pi f C_2)^2 R_{2a}^2}. \quad (8.30)$$

Plecînd de la aceste ecuații, condiția mai precisă pentru rezonanța în circuitul transversal, la frecvență nominală dată, se obține sub forma :

$$\frac{2\pi f_n C_2 R_{2a}^2}{1 + (2\pi f_n C_2)^2 R_{2a}^2} = X_{s2} + \frac{b_{o2}}{g_{o2}^2 + b_{o2}^2}. \quad (8.31)$$

Factorul de amplificare de putere al MEA ce funcționează în curent alternativ cu circuit oscilant de rezonanță în circuitul transversal, se determină ca produsul dintre factorul de amplitudine al primului etaj cu al celui de-al doilea etaj.

Factorul de amplificare al primului etaj al MEA funcționând în curent alternativ, se calculează cu formula

$$K_{e1} = \frac{E_2 I_2}{U_1 I_1} = \frac{C_{e1}^2 I_1^2 / r_{2e}}{I_1^2 \sqrt{r_{1e}^2 + X_{1e}^2}} = \frac{C_{e1}^2}{r_{2e} \sqrt{r_{1e}^2 + X_{1e}^2}}. \quad (8.32)$$

În mod corespunzător factorul de amplificare al celui de-al doilea etaj al MEA se determină prin ecuația :

$$K_{e2} = \frac{U_{3s} I_{3s}}{E_2 I_2} = \frac{C_{e2}^2 I_2^2 \frac{Z_s}{(Z_3 + Z_s)^2}}{I_2^2 r_{2e}} = \frac{C_{e2}^2 \frac{1}{\left(1 + \frac{Z_3}{Z_s}\right)^2}}{r_{2e} Z_s}. \quad (8.33)$$

Factorul de amplificare de putere total al MEA pentru frecvența de rezonanță, se obține prin urmare sub forma :

$$K_{e\omega} = \frac{C_{e1}^2 C_{e2}^2 \frac{1}{\left(1 + \frac{Z_3}{Z_s}\right)^2}}{Z_{1e} r_{2e}^2 Z_s}. \quad (8.34)$$

Dacă se micșorează frecvența, factorul de amplificare de putere al MEA crește datorită micșorării puterii reactive de excitație, iar cînd frecvența este egală cu zero, acesta capătă valoarea :

$$K_e = \frac{C_{e1}^2 C_{e2}^2 \frac{1}{\left(1 + \frac{r_2}{r_s}\right)^2}}{r_1 r_2^2 r_s}. \quad (8.35)$$

Factorul de amplificare de putere al MEA redat mai sus nu iau în considerație reacțiile interne ale curentului circuitului transversal și ale curentului de sarcină. De aceea, factorii de amplificare de putere reali vor fi totdeauna ceva mai mici decît valorile calculate după formulele indicate mai sus.

Micșorarea factorului de amplificare de putere al MEA la funcționarea în curent alternativ, după cum se vede din ecuațiile

parametrilor circuitelor depinde în mare măsură de valoarea pierderilor din fierul circuitului magnetic, atât datorită fluxului longitudinal cât și celui transversal. Valoarea acestor pierderi se caracterizează prin factorul de pierderi. Pentru funcționarea la frecvența de 50 Hz MEA standardizate cu câmp transversal de putere medie au valorile :

$$k_{1\mu}=1,4-0,25 \quad \text{și} \quad k_{2\mu}=0,7-0,15.$$

În mod corespunzător variația valorilor parametrilor circuitelor MEA cu câmp transversal datorită pierderilor în fier se obține în limitele următoare :

$$\frac{r_{1e}}{R_1}=16-10; \quad \frac{X_{1e}}{X_1}=0,45-0,95;$$

$$\frac{r_{2e}}{R_2}=28-9,0; \quad \frac{X_{2e}}{X_{2\mu}}=0,68-0,98,$$

Ca rezultat factorii de amplificare de putere pentru primul și al doilea etaj și pentru întreaga MEA de putere mijlocie cu circuit de rezonanță în circuitul transversal se obțin în următoarele limite :

$$K_{e1}=1,3-8,5; \quad K_{e2}=19-42; \quad K_{e\sim}=25-350.$$

Limita inferioară a valorilor factorilor de amplificare de putere se referă la MEA cu circuitul magnetic confecționat dintr-un oțel cu pierderi relativ mari. Evident că pentru utilizarea eficientă a MEA cu câmp transversal ca amplificator de putere de curent alternativ, circuitul magnetic al acesteia trebuie confecționat din oțel pentru înaltă frecvență pentru ca factorul puterii de pierderi să nu depășească 0,25 în axa longitudinală sau în cea transversală. Avînd în vedere reacțiile interne, la utilizarea MEA standardizate ca amplificatoare de putere în sistemele de curent alternativ, factorul de amplificare al puterii poate fi considerat egal cu 100. Caracteristicile de mers în gol al diferitelor MEA de același tip și execuție în cazul compensării capacitive a inductanței circuitului transversal se deosebesc între ele (fig. 8.14). Aceasta se explică prin dependența parametrilor MEA atât de materialele magnetice utilizate cât și de tehnologia confecționării acestora. De aceea, la compunerea sistemelor bifazate de acționare comandate cu frecvență trebuie alese MEA cu carac-

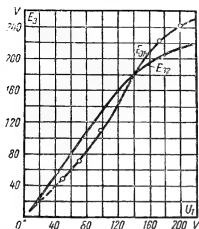


Fig. 8-14. Caracteristicile experimentale ale MEA cu compensare capacitivă a inductanței circuitului transversal pentru frecvența de rezonanță de 50 Hz.

tensiunii de ieșire când variază frecvența tensiunii de excitație. Într-adevăr, factorul de amplificare de tensiune al MEA cu cîmp transversal la funcționarea în curent alternativ se determină cu formula .

$$K_{eo\sim} =$$

$$= \frac{C_{e1} C_{e2}}{(\sqrt{r_{1e}^2 + X_{1e}^2}) \sqrt{r_{2e}^2 + \left[\left(\frac{2\pi f_n C_2 R_{a2}^2}{1 + (2\pi f_n C_2)^2 R_{a2}^2} \right) \left(1 - \left(\frac{f}{f_n} \right) \frac{1 + (2\pi f_n C_2)^2 R_{a2}^2}{1 + (2\pi f_n C_2)^2 R_{a2}^2} \right) \right]^2}} \quad (8.36)$$

sau aproximativ :

$$K_{eo\sim} = \frac{C_{e1} C_{e2}}{\sqrt{r_{1e}^2 + X_{1e}^2} \sqrt{r_{2e}^2 + X_{2ec}^2 \left(\frac{f_n}{f_x} - 1 \right)^2}} \quad (8.37)$$

Astfel, datorită creșterii impedanței circuitului transversal de la $z_2 = r_{2e}$ pînă la $z_2 = \sqrt{r_{2e}^2 + X_{2ec}^2 \left(\frac{f_n}{f_x} - 1 \right)^2}$ factorul de amplificare de tensiune al MEA scade cînd se micșorează frecvența tensiunii de excitație. Datorită acestui fapt caracteristicile tensiunii de ieșire a MEA cu circuit de rezonanță în circuitul transversal

teristici identice. Ajustarea precisă a caracteristicilor MEA identice se face de obicei prin reglarea circuitelor transversale ale acestora.

Pentru adaptarea precisă a caracteristicilor MEA în sistemele bifazate este rațional să se utilizeze reacțiile de corecție în circuitele semnalelor de acționare ale MEA — la prima o reacție după tensiunea de ieșire a celei de-a doua MEA, iar la cea de-a doua — după tensiunea de ieșire a primei MEA.

Utilizarea circuitelor de rezonanță în circuitul transversal al MEA pentru lărgirea frecvențelor de trecere și obținerea factorilor de amplificare de tensiune necesari în cazul funcționării în curent alternativ, asigură și variația necesară a

oînd excitația se face cu o tensiune alternativă cu amplitudine constantă și frecvență variabilă, au forma unor curbe crescătoare (fig. 8.15). Aceste curbe pot fi astfel alese încît MEA cu circuit de rezonanță să aibă caracteristica de variație a tensiunii de ieșire în funcție de frecvență, apropiată de cea necesară ($U/f = \text{const}$) la amplitudinea constantă a tensiunii de excitație.

După cum au arătat cercetările, cea mai bună apropiere a caracteristicii de frecvență a MEA către cea necesară se realizează printr-un circuit de rezonanță mai complicat introdus în circuitul transversal.

În fig. 8.16 sînt reprezentate caracteristicile MEA de putere mijlocie cu circuit de rezonanță în circuitul transversal sub formă de capacitate și rezistență legate în paralel. În acest caz, legea $U/f = \text{const}$ se menține automat cu o abatere neglijabilă de la caracteristica optimă care nu depășește 10–15% U_n .

Astfel MEA cu circuit de rezonanță în circuitul transversal pot fi utilizate în sistemele de acționare reglabilă, comandată cu frecvență, ca amplificatoare de putere. Împreună cu MEA cu cîmp transversal pot fi utilizate cele mai simple convertizoare de frecvență avînd elementele semiconductor, care funcționează cu amplitudinea constantă determinată de valoarea semnalului de acționare.

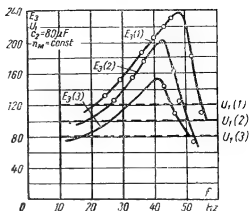


Fig 8-15. Caracteristicile experimentale ale MEA de 4,5 kW cu circuit de rezonanță în circuitul transversal pentru diferite valori ale amplitudinii tensiunii de excitație de frecvență variabilă.

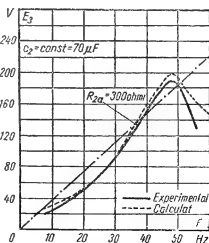


Fig. 8-16. Caracteristicile experimentale ale MEA de 4,5 kW cu condensatoare șuntate în circuitul de rezonanță din circuitul transversal.

8.3. Mașina electrică amplificatoare cu cîmp transversal în schemele generatoarelor parametrice de joasă frecvență

Generatoarele parametrice cu MEA cu cîmp transversal se utilizează pe scară largă la studiul caracteristicilor de frecvență a diferitelor sisteme electromecanice. Aceste generatoare constau de obicei din circuite oscilante și din reacții prin amplificatoare, care compensează pierderile de energie și întrețin oscilații neamortizate (fig. 8.17).

Pentru obținerea oscilațiilor neamortizate în medie pe o perioadă circuitul oscilant trebuie să primească de la amplificator cantitatea de energie care se consumă în acest circuit, adică

$$i_k^2 \left(\frac{R_k R_s}{R_k + R_s} \right) = i_r e_r, \quad (8.38)$$

de unde t.e.m. e_r a reacției trebuie să fie egală cu căderea de tensiune de pe reacțanța inductivă a circuitului oscilant:

$$e_r = i_k \left(\frac{R_k R_s}{R_k + R_s} \right).$$

Fig. 8-17. Schema de principiu a generatorului parametric cu circuit oscilant.

Frecvența curentului alternativ la generatorul parametric este determinată de frecvența circuitului oscilant

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (8.39)$$

Presupunînd că curentul în circuitul oscilant este

$$i_c = I_{m\epsilon} \cos \omega t.$$

tensiunea la bornele condensatorului va fi

$$U_c = \frac{I_{m\epsilon}}{\omega C} \sin \omega t.$$

Curentul în circuitul de reacție cînd amplificatorul fără inerție al generatorului AG are panta S a caracteristicii, se determină cu ecuația:

$$i_r = \left(\frac{I_{mk}}{\omega C} S \right) \sin \omega t = I_{mr} \sin \omega t, \quad (8.40)$$

de unde t.e.m. creată de circuitul oscilant se obține :

$$e_r = M\omega I_{mr} \cos \omega t,$$

sau

$$e_r = \left(\frac{MSI_{mk}}{C} \right) \cos \omega t. \quad (8.41)$$

Deoarece pentru întreținerea oscilațiilor neamortizate t.e.m. din circuitul de reacție trebuie să corespundă căderii de tensiune pe rezistența circuitului, condiția de funcționare a generatorului parametric este :

$$U_R - e_r = 0 \quad (8.42)$$

însă

$$U_R - e_r = \left(R = \frac{MS}{C} \right) I_{mk} \cos \omega t,$$

de unde

$$R - \frac{MS}{C} = 0. \quad (8.43)$$

Valoarea reacției pentru care începe să se îndeplinească condiția (8.43) se numește *critică* și se caracterizează prin *coeficientul critic de inductanță mutuală*.

$$M_{cr} = \frac{RC}{S}. \quad (8.44)$$

Condiția (8.43) practic uneori nu este îndeplinită datorită faptului că panta S a caracteristicii amplificatorului generatorului nu este constantă. De aceea funcționarea generatorului parametric se caracterizează de obicei prin valoarea rezistenței echivalente, a circuitului de reacție, determinată prin relația :

$$r = \left(R - \frac{MS}{C} \right). \quad (8.45)$$

Variația pantei amplificatorului în funcție de tensiunea de intrare se obține ușor grafic prin derivarea caracteristicii de curent a acestuia (fig. 8.18).

Cu ajutorul relației $S = f(U_c)$ se poate aprecia ușor funcționarea generatorului pentru valoarea dată a rezistenței echivalente a circuitului. Pentru aceasta pe un grafic separat (fig. 8.19, a)

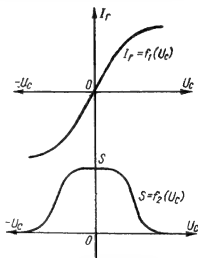


Fig. 8-18. Caracteristicile tip ale amplificatorului generatorului parametric.

se trasează după caracteristica pantei, funcțiile $MS/C = f_2(U_C)$. Scăzînd din ultima caracteristică prima se obține variația rezistenței echivalente a circuitului oscilant în funcție de tensiunea la intrarea amplificatorului generatorului (fig. 8.19, b). Acum se

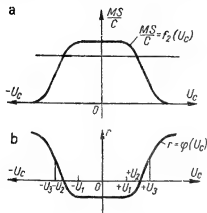


Fig 8-19. Caracteristicile generatorului parametric:

a — caracteristica reacției (MS/C) și a rezistenței (R) a circuitului oscilant; b — caracteristica rezistenței echivalente a circuitului oscilant al generatorului.

vede ușor că atât timp cât rezistența echivalentă este negativă (de la $-U_2$ la $+U_2$) energia care intră în circuitul oscilant datorită reacției depășește pierderile și oscilațiile cresc. În punctele $+U_2$ și $-U_2$ rezistența echivalentă r devine egală cu 0, însă amplitudinea oscilațiilor va mai crește puțin, deoarece în domeniul de la 0 la $\pm U_2$ energia care intră în circuitul oscilant depășește pierderile din acest circuit. Amplitudinea staționară a oscilațiilor din circuitul oscilant, va fi astfel în zona valorilor pozitive ale rezistenței echivalente r , de exemplu în punctele $+U_3$ și $-U_3$. În acest caz, o parte din energia suplimentară, acumulată în

circuit, în domeniul în care r este negativ, va servi la compensarea pierderilor din circuit în domeniul în care r este pozitiv.

Este evident că pentru oscilațiile staționare ale generatorului corespunde un punct al caracteristicii rezistenței echivalente a circuitului oscilant în care valoarea echivalentă medie a rezistenței pe o perioadă de oscilație este egală cu zero. Deoarece oscilațiile în generatorul parametric nu corespund oscilațiilor din circuitul fără pierderi, ci constau din segmente de sinusoidă crescătoare (în zona în care r este negativ) și amortizate (în zona în care r este pozitiv), iar frecvența oscilațiilor generatorului parametric se va deosebi totdeauna întrucîtva de frecvența proprie a circuitului oscilant.

Pentru asigurarea condițiilor optime de funcționare a generatorului parametric, amplitudinea staționară a oscilațiilor tensiunii la intrarea amplificatorului AG trebuie să fie relativ mică, pentru ca în limita posibilităților să fie utilizată partea liniară a caracteristicii amplificatorului și în afară de aceasta, însăși circuitul oscilant al generatorului să aibă un factor de calitate mare.

adică să aibă o rezistență R mică a circuitului. Variația frecvenței oscilațiilor generatorului parametric se realizează prin variația parametrilor circuitului oscilant.

Generatoarele parametrice cu MEA pentru studiul caracteristicilor de frecvență ale sistemelor electromecanice, funcționează de obicei în domeniul de frecvențe pînă la 10—15 Hz, și constau din MEA cu cîmp transversal standardizate și dir transformatoare de legătură. La instalațiile cu generatoare parametrice MEA îndeplinesc concomitent funcțiile de circuit oscilant electromecanic, și de amplificator al semnalelor de reacție.

Pentru clarificarea proprietăților MEA cu cîmp transversal ca circuit oscilant electromecanic se vor examina procesele care au loc în aceasta, cînd circuitul longitudinal se închide pe o rezistență constantă R_3 și cînd se deconectează înfășurarea de comandă. Se presupune că reostatul de șuntare al înfășurărilor de compensare lipsește și circuitul longitudinal are inductanța L_3 datorită supracompensării. Pentru condițiile arătate sînt valabile următoarele ecuații :

$$\left. \begin{aligned} 0 &= I_3 R_3 + L_3 p I_3 + C_{e2} I_2 ; \\ C_{e3} I_3 &= L_2 p I_2 + R_2 I_2. \end{aligned} \right\} \quad (8.46)$$

Rezolvarea sistemului (8—46) duce la ecuația funcționării MEA ca circuit oscilant :

$$\begin{aligned} &L_3 p^2 I_3 + \left(\frac{L_3}{L_2} R_2 + R_3 \right) p I_3 + \left(\frac{R_2 R_3 + C_{e2} C_{e3}}{L_2} \right) I_3 = 0, \\ \text{sau} \quad &\left(\frac{L_2 L_3}{C_{e2} C_{e3} + R_2 R_3} \right) p^2 I_3 + \left(\frac{L_2 R_3 + I_3 R_2}{C_{e2} C_{e3} + R_2 R_3} \right) p I_3 + I_3 = 0, \end{aligned} \quad (8.47)$$

de unde frecvența oscilațiilor proprii ale MEA se determină din relația :

$$\omega_{0e} = \sqrt{\frac{C_{e2} C_{e3} + R_2 R_3}{L_2 L_3}} \quad \left[\frac{1}{s} \right]. \quad (8.48)$$

Este ușor de văzut că MEA cu cîmp transversal este asemănătoare cu un circuit oscilant de tipul RLC , al cărui condensator are pierderi (fig. 8.20).

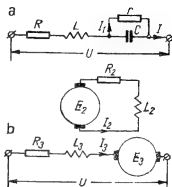


Fig. 8.20. Schema echivalentă a MEA ca circuit oscilant :

a — circuit oscilant avînd condensator cu pierderi; b — schema echivalentă a circuitului longitudinal al MEA.

Intr-adevăr, la întreruperea alimentării unui circuit oscilant RLC al cărui condensator are pierderi, se obține :

$$\left. \begin{aligned} 0 &= IR + LpI + \frac{I_1}{Cp}; \\ \frac{I_1}{Cp} &= I_2 r = (I - I_1)r. \end{aligned} \right\} \quad (8.49)$$

Rezolvarea acestui sistem duce la obținerea ecuației oscilațiilor libere în circuitul RLC, al cărui condensator are pierderi :

$$\left(\frac{LCr}{R+r} \right) p^2 I + \left(\frac{L+CRr}{R+r} \right) pI + I = 0. \quad (8.50)$$

De unde frecvența oscilațiilor proprii ale circuitului oscilant este :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R+r}{LCr}} \left[\frac{1}{s} \right]. \quad (8.51)$$

Comparînd (8.48) și (8.51), se determină valoarea echivalentă a capacității circuitului transversal al MEA

$$C_{2e} = \frac{L_2}{C_{er} C_{e3}} \quad [F]. \quad (8.52)$$

În mod corespunzător valoarea rezistenței echivalente de pierderi va fi :

$$r_{2e} = \frac{C_{e2} C_{e3}}{R_2} \quad [\Omega]. \quad (8.53)$$

Pentru MEA standardizate de 2—5 kW, capacitatea echivalentă reprezintă 20—60 μ F, iar frecvența proprie de oscilație a circuitului longitudinal pentru rezistența exterioară $R_s = 30 U_{3n}/I_{3n}$ — este de aproximativ 45 Hz.

În sistemele instalațiilor de generatoare parametrice, mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal se utilizează atît ca circuite oscilante cît și ca amplificatoare ale semnalelor de reacție. Pentru amplificarea semnalelor de reacție se utilizează înfășurări de comandă separate. În acest caz schema echivalentă a MEA poate fi reprezentată ca în fig. 8.21.

Ecuația MEA avînd în vedere circuitul pentru amplificarea semnalului de reacție se obține sub forma :

$$\left[\left(\frac{L_2 L_3}{C_{e2} C_{e3} + R_2 R_3} \right) p^2 + \left(\frac{L_2 R_3 + L_3 R_2}{C_{e2} C_{e3} + R_2 R_3} \right) p + 1 \right] I_3 = \left[\frac{C_{e1} C_{e2}}{C_{e2} C_{e3} + R_2 R_3} \right] \frac{U_r}{R_1 (T_r p + 1)} \quad (8.54)$$

Din această ecuație se vede că în schema de generare parametrică, la o constantă de timp suficient de mică a circuitului de reacție ($T_r \approx 0$), MEA funcționează ca un amplificator fără inerție, avînd panta echivalentă :

$$S_e = \frac{C_{e1} C_{e2}}{R_1 (C_{e2} C_{e3} + R_2 R_3)} \quad (8.55)$$

Panta echivalentă a MEA în schema de generatoare parametrică în funcție de tensiunea de intrare este determinată în

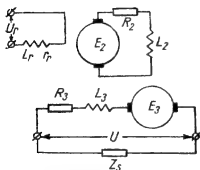


Fig. 8-21. Schema echivalentă a MEA în schema generatorului parametric.

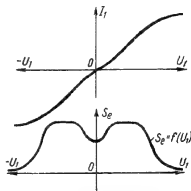


Fig. 8-22. Caracteristica pantei echivalente a MEA în schema generatorului parametric.

special de caracteristica de mers în gol a MEA și datorită înflecțiunii acesteia în zona tensiunilor nule, capătă forma de șa (fig. 8.22).

Astfel, MEA cu cîmp transversal reprezintă o combinație dintr-un circuit oscilant electromecanic cu un amplificator cu inerție mică, fapt datorită căruia aceasta poate fi utilizată cu mare eficacitate în schemele de generatoare parametrică. În acest caz trebuie avut în vedere că frecvența curentului generat în generatorul parametric cu MEA, depinde și de sarcină, deoarece parametrii acesteia sînt componente ai parametrilor circuitului longitudinal. De aceea, frecvența curentului alternativ al MEA va fi totdeauna mai mare în cazul cînd funcționează cu o sarcină activă decît în cazul cînd sarcina este inductivă. Totodată, cînd rezistența circuitului longitudinal este constantă, funcționarea MEA în sarcină inductivă (de exemplu pe circuitul de excitație al altei mașini) mărește factorul de calitate al circuitului oscilant echivalent și ușurează condiția de apariție și de întreținere în

acesta a oscilațiilor neamortizate. Prin urmare, generatoarele parametrice cu MEA cu cîmp transversal pot asigura generarea unor curenți de frecvență stabilă numai în cazul funcționării pe circuite de sarcină cu parametri constanți.

Schema completă a generatorului parametric poate fi compusă din MEA cu cîmp transversal, transformatorul de derivare și dispozitivele de reglaj. O astfel de schemă simplă pentru generarea curenților alternativi în domeniul de frecvențe de la 0,5 la 20 Hz este reprezentată în fig. 8.23.

Generatorul constă dintr-o MEA standardizată cu patru înfășurări de comandă, din transformatorul de derivare TD , din

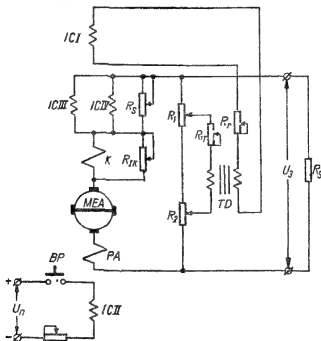


Fig. 8-23. Schema cea mai simplă a generatorului parametric cu MEA pentru generarea unui curent de frecvență variabilă în domeniul 0,5—20 Hz.

rezistențele de reglaj R_5 , R_K , R_1 , R_2 , R_{1T} , R_r și butonul de pornire BP . Prima înfășurare de comandă ($IC I$) se folosește în circuitul de reacție, a treia și a patra ($IC III$ și $IC IV$) sînt conectate în paralel între ele și înseriate cu înfășurarea de compensare în circuitul longitudinal al MEA, pentru reglarea frecvenței curențului alternativ, iar a doua înfășurare $IC II$, folosește la introdu-

cerea impulsurilor de curent continuu pentru punerea în funcțiune a generatorului parametric.

Transformatorul de derivare folosit în schemă are o construcție standardizată cu întrefier reglabil și înfășurările primare și secundare secționate.

Reglarea frecvenței în schema descrisă a generatorului parametric se efectuează: în zona frecvențelor mai joase — cu ajutorul rezistențelor variabile R_s și R_k , în zona frecvențelor medii — prin modificarea întrefierului transformatorului de derivare TD și a rezistențelor variabile R_1 și R_2 , iar în zona frecvențelor mai mari (pentru schema dată) — cu ajutorul rezistențelor R_{17} și R_r .

În fig. 8.24 sînt reprezentate oscilogramele curentului alternativ al generatorului parametric avînd schema din fig. 8.23. Domeniul de frecvențe ale generatorului se poate varia aproximativ în raportul 1:25, ceea ce este suficient pentru cercetarea caracteristicilor de frecvență ale sistemelor electromecanice.

Schema reprezentată în fig. 8.23 se manevrează cam greoi și este indicată în special în scopurile de laborator. Pentru simplificarea manevrării generatoarelor parametrice cu MEA cu cîmp transversal, în locul transformatoarelor de derivare se pot utiliza cu succes transformatoare cu magnetizare și amplificarea magnetice.

Lucrările de cercetare a sistemelor de generare parametrică a curenților de frecvență variabilă, pentru acționările reglabile comandate prin frecvență, nu au luat deocamdată dezvoltare, însă cercetările de laborator cu motoare bifazate alimentate de la două generatoare parametrice cu MEA cu cîmp transversal legate între ele, au dat rezultate încurajatoare.

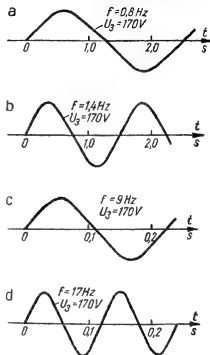


Fig. 8-24. Oscilogramele tensiunii de ieșire a generatorului parametric cu MEA după schema reprezentată în fig. 8-23.

IX. MAȘINILE ELECTRICE AMPLIFICATOARE CU CIMP TRANSVERSAL ÎN INSTALAȚII DE MODELARE ELECTRODINAMICA

9.1. Structura instalațiilor de modelare electrodinamică pentru cercetarea sistemelor de automatizare cu mașini electrice

Pentru cercetarea sistemelor moderne de automatizare cu mașini electrice în condițiile experimentale de laborator, în prezent se utilizează pe scară largă metoda modelării electrodinamice.

Modelarea electrodinamică prevede reproducerea tuturor parametrilor principali ai mașinilor principale de mare putere ale instalației naturale pe mașini de laborator de mică putere, de modelare, la care se conectează dispozitivele cercetate de automatizare cu mașini electrice, sub formă naturală. O astfel de modelare dă posibilitatea de a realiza nu numai o cercetare calitativă, ci și cantitativă a sistemelor de automatizare cu mașini electrice.

Structura instalațiilor de modelare electrodinamică este determinată, pe de o parte, de structura sistemului modelat, iar pe de altă parte, de structura dispozitivelor suplimentare pentru reproducerea parametrilor necesari ai mașinilor sistemului natural pe mașinile modelului.

Reproducerea caracteristicilor de magnetizare și a regimurilor staționare se realizează cel mai frecvent prin alegerea specială a mașinilor modelului și a unei anumite subutilizări a puterilor de gabarit ale acestora.

Reproducerea parametrilor circuitelor de excitație se efectuează de obicei cu ajutorul dispozitivelor suplimentare ce permit fie compensarea unei părți a rezistenței circuitului de excitație și obținerea valorii necesare a constantei de timp a acestuia, fie prin creșterea inductanței de scăpări a circuitului de excitație pentru obținerea valorii necesare a constantei de timp a acestui circuit.

Pentru reproducerea parametrilor sarcinii în modelele electrodinamice se utilizează dispozitive speciale cu ajutorul cărora se

crează o astfel de sarcină relativă a modelului care corespunde sarcinii reale a sistemului natural.

Modelul electrodinamic pentru cercetarea acționării reglabile automatizate cu mașini electrice trebuie, prin urmare, să repre-

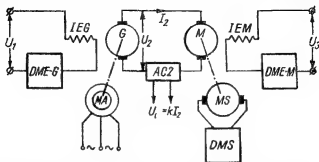


Fig. 9-1. Schema funcțională a modelului electrodinamic pentru cercetarea acționării reglabile automatizate cu mașini electrice.

zinte un sistem de mică putere generator-motor (G-M) de curent continuu cu dispozitive auxiliare pentru reproducerea parametrilor mașinilor și ai sarcinii la arborele motorului.

Schema reprezentată în fig. 9.1 a modelului electrodinamic conține un sistem de mică putere de acționare reglabilă în curent continuu (G-M), dispozitive auxiliare pentru modelarea parametrilor circuitelor de excitație (DME-G și DEM-M) și ai sarcinii la arborele motorului (MS și DMS), cât și amplificatorul de corecție de curent ale sistemului de comandă.

O astfel de structură a instalației prevede posibilitatea de a conecta la model sistemul de automatizare cu mașini electrice natural și cercetarea acestuia în condițiile corespunzătoare regimurilor reale de funcționare.

Această din urmă situație este foarte importantă deoarece permite cercetarea oricărei caracteristici a sistemului de comandă în mărime naturală în condiții de laborator, prelucrarea acesteia în modul cel mai convenabil, determinarea acordării optime a parametrilor și obținerea efectului maxim posibil de la acest sistem.

Cercetarea sistemelor de automatizare cu mașini electrice pe modele electrodinamice lărgeste substanțial posibilitățile diferitelor cercetări și permite de asemenea reducerea la minimum a lucrărilor de reglare la introducerea în exploatare a noilor sisteme.

9.2. Mașinile modelului electrodinamic pentru cercetarea sistemelor de acționare automatizate cu mașini electrice

La instalațiile de modelare electrodinamică pentru cercetarea acționărilor automatizate cu mașini electrice, alegerea mașinilor se efectuează plecând de la condițiile similitudinii acestora cu mașinile sistemului natural.

Condițiile de similitudine pentru sistemele de acționare reglabile după schema G-M de curent continuu, se reduc la următoarele :

a) caracteristicile relative de magnetizare ale mașinilor modelului și originalului trebuie să fie aceleași :

$$\frac{\omega_x}{\omega_n} \varphi \left(\frac{i_{ex}}{i_{en}} \right) = \text{idem}, \quad (9.1)$$

b) rezistențele relative ale circuitelor indusurilor mașinilor principale și constantele de timp electromecanice ale modelului și originalului trebuie să fie identice :

$$\xi_{GM} = \frac{r_{GM}}{R_s} \cdot 100 = \text{idem}; \quad (9.2)$$

$$T_M = \frac{GD_{\Sigma}^2}{375} \left(\frac{n_o - n_n}{M_n} \right) = \text{idem}, \quad (9.3)$$

c) tensiunile de excitație și constantele de timp electro-magnetice ale circuitelor de excitație ale mașinilor modelului și originalului trebuie să fie aceleași :

$$i_{ex} r_{ex} = U_{ex} = \text{idem}; \quad (9.4)$$

$$T_{ex} = \frac{L_{ex}}{r_{ex}} = \text{idem}; \quad (9.5)$$

d) caracteristicile relative ale cuplului de sarcină la model și la original trebuie să fie aceleași :

$$\frac{M_s \left(\frac{\omega_x}{\omega_n} \right)^{\gamma}}{M_{Mn}} = \text{idem}; \quad (9.6)$$

unde γ este exponentul caracteristicii de viteză a cuplului de sarcină.

Reproducerea caracteristicilor de magnetizare ale mașinilor originale în modelarea electrodinamică se face prin alegerea acestor mașini standardizate, a căror caracteristică de magnetizare este cea mai apropiată de cea necesară.

Correspondența influenței histerezei asupra caracteristicilor de magnetizare la model și original se realizează prin montarea pe mașinile modelului a unor înfășurări suplimentare, analoge cu înfășurările de demagnetizare ale MEA, descrise mai sus.

Modelarea caracteristicilor statice relative ale acționării, în particular a rezistențelor relative a circuitului indusurilor sistemului original G-M de curent continuu, se realizează prin alegerea mașinilor modelului, de un anumit gabarit, și prin micșorarea corespunzătoare a încărcării acestora. Puterea minimă a motorului modelului se determină de obicei după curbele de variație a rezistenței relative a circuitului indusului, și a pierderilor la mers în gol (fig. 9.2). În acest caz, motorul modelului se alege pentru o putere de gabarit corespunzătoare punctelor de inflexiune ale curbelor rezistenței relative și pierderilor relative la mers în gol.

Micșorarea puterii motorului modelului pentru modelarea rezistenței relative a circuitului indusului se admite de obicei în limitele dublării pierderilor relative la mers în gol, adică:

$$\xi_{M \text{ mod}} = \frac{\xi_{Mn}}{m}, \quad (9.7)$$

unde

$$m = \frac{P_{\text{mod}}}{P_{\text{mod } n}} \leq 2.$$

Eroarea posibilă de modelare a rezistenței relative a circuitului indusului motorului se compensează prin alegerea corespunzătoare a generatorului modelului. Puterea de gabarit a generatorului se determină astfel după rezistența interioară a circuitului indusului acestuia:

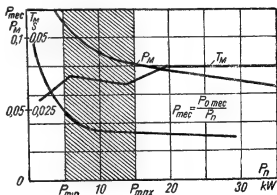


Fig. 9-2 Caracteristicile mașinilor din seria ПН.

$$r_{G \text{ mod}} = \frac{\xi_{Gn}}{100} R_n - r_{M \text{ mod}}. \quad (9.8)$$

Alegerea mașinii de sarcină a modelului electrodinamic se face după cuplul nominal al motorului și după condiția de modelare a constantei de timp electromecanice a acționării.

Modelarea constantei de timp electromecanice, păstrind corespondența caracteristicilor statice relative ale originalului și modelului, se reduce la reproducerea momentului de volant raportat total, relativ. Cu alte cuvinte, condiția de reproducere a constantei de timp electromecanice a acționării se reduce la păstrarea valorii constante a coeficientului momentului de volant raportat total relativ :

$$k_{GD^*} = \frac{GD_M^2 + GD_s^2}{GD_M^2} = \text{idem.} \quad (9.9)$$

De aceea, mașina de sarcină a dispozitivului modelator se alege pentru o astfel de putere, ca momentul de volant al acesteia să satisfacă relația :

$$GD_{MS}^2 = (k_{GD^*} - 1) GD_{mod}^2. \quad (9.10)$$

După cum a arătat experiența, instalațiile de modelare electrodinamică pentru cercetarea unei clase destul de largi de acționări reglabile G-M în curent continuu automatizate cu mașini electrice, pot fi realizate cu puteri de ordinul 5—10 kW.

În tabela 9.1 sînt indicate datele mașinilor iar în fig. 9.3 este reprezentată schema modelului electrodinamic pentru cercetarea

Tabela 9-1

Datele mașinilor modelului electrodinamic al IME

Denumirea mașinii	Tipul	Gabarite				Datele modelului			
		P_n kW	N_n rot/min	U_n V	I_n A	P_{nm} kW	N_{nm} rot/min	U_{nm} V	I_{nm} A
Motorul modelului	ПН-85	5,8	1 000	220	30	4,0	1 000	220	20
Mașina de sarcină	ПН-28,5	2,8	1 500	220	15,6	4,0	1 000	220	28
Generatorul modelului	ПН-145	16,2	1 460	230	70,5	4,4	1 460	230	20

acționărilor reglabile automatizate cu mașini electrice elaborată de Institutul de Mașini Electrice al Academiei de științe a U.R.S.S.

În instalația de modelare electrodinamică IME, prin încărcarea mașinii la 4 kW, s-a reușit să se reproducă parametrii mașinilor

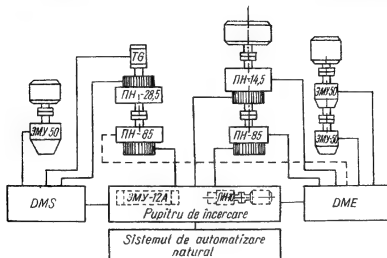


Fig. 9-3. Schema de ansamblu a modelului electrodinamic al Institutului de mașini electrice al Academiei de Științe a U.R.S.S.

cu puteri de ordinul 5 000 kW. Precizia de reproducere a proceselor din mașinile principale, a timpului și a vitezei staționare a acționării la pornire cu forțare, s-a obținut de minimum 5%.

9.3. Utilizarea mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp transversal drept compensatoare de rezistență și convertizoare și de tensiune în circuitele de excitație

Una din metodele de reproducere a parametrilor circuitelor de excitație este metoda compensării a unei părți a rezistenței circuitelor de excitație ale mașinilor modelului, în scopul măririi constantelor de timp electromagnetice ale acestora pînă la limitele necesare.

Drept compensatoare ale rezistențelor se utilizează pe scară largă generatoare cu excitație serie, care se conectează în circuitul înfășurărilor de excitație ale mașinilor model. Într-adevăr, pentru

circuitul de excitație al mașinii modelului cu generator cu excitație serie, se poate scrie următoarea ecuație :

$$U_e + C_{kg} I_e = I_e r_{e\ mod} + L_{e\ mod} p I_e \quad (9.11)$$

sau în formă transformată :

$$\left[T_{e\ mod} \left(\frac{r_{e\ mod}}{r_{e\ mod} - C_{kg}} \right) p + 1 \right] I_e = \frac{U_e}{r_{e\ mod} - C_{kg}} \quad (9.12)$$

După cum reiese din aceste ecuații, modificînd coeficientul de proporționalitate kg dintre curentul și t.e.m. generatorului cu excitație serie, se poate mări valoarea echivalentă a constantei de timp a circuitului de excitație al mașinii model :

$$T_{e\ mod\ e} = T_{e\ mod} \left(\frac{r_{e\ m\ d}}{r_{e\ mod} - C_{kg}} \right) \quad (9.13)$$

Utilizarea însă a unui astfel de compensator de rezistență, o dată cu modificarea constantei de timp modifică și valoarea staționară a curentului din circuitul de excitație al mașinii modelului :

$$U'_e = U_e \left(\frac{r_{e\ mod}}{r_{e\ mod} - C_{kg}} \right) \quad (9.14)$$

Această din urmă situație nu este de dorit, mai ales la cercetarea pe modele a sistemelor de comandă, și pentru a înlătura aceasta, împreună cu generatorul cu excitație serie se utilizează un al doilea generator cu excitație independentă cu ajutorul căruia se menține tensiunea dată în circuitul de excitație. Compensatorul serie și convertizorul se contopesc adesea într-o mașină unică de execuție specială cu câteva înfășurări de excitație.

În ultimul timp în locul mașinilor compensatoare speciale din circuitele de excitație ale mașinilor modelelor electrodinamice se utilizează și mașini electrice amplificatoare cu cîmp transversal.

În schema mașinii electrice compensatoare (fig. 9.4) circuitul indusului mașinii electrice amplificatoare MEA-K se conectează direct la înfășurarea de excitație a mașinii modelului electrodinamic. MEA se excită de la amplificatorul electronic sumator auxiliar AE-K. Tensiunea de excitație U_e a mașinii modelului se aplică la divizorul circuitului de excitație r_e , de la care o parte din tensiune se aplică la amplificatorul electronic auxiliar AE-K. În afară de aceasta la acest amplificator se aplică un semnal proporțional cu curentul din circuitul înfășurării de excitație,

semnal luat de la șuntul r_s . În sfârșit pentru liniarizarea caracteristicilor MEA și pentru o funcționare mai precisă a compensatorului există un circuit de reacție negativă a tensiunii luate de la divizorul de tensiune r_p .

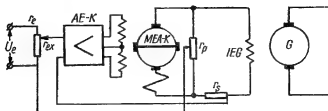


Fig. 9.4. Schema de principiu a compensatorului cu MEA pentru modelarea parametrilor circuitelor de excitație ale mașinilor modelului.

Reacția de curent pozitivă din schema compensatorului cu MEA creează un efect analog cu acțiunea generatorului cu excitație serie, iar divizorul tensiunii de acționare, care permite menținerea nivelului dat de excitație, creează un efect analog cu acțiunea convertizorului.

Astfel, MEA în schema compensatorului (fig. 9.4) îndeplinește concomitent funcția de compensator și de convertizor de tensiune.

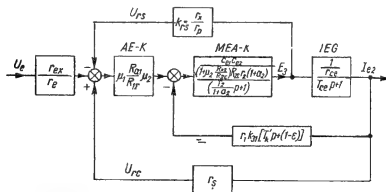


Fig. 9.5. Schema funcțională a compensatorului cu MEA pentru modelarea circuitelor de excitație ale mașinilor modelului.

În conformitate cu schema funcțională (fig. 9.5) deplasînd punctul de aplicare al semnalului reacției de curent în afara elementului mașinii electrice amplificatoare, pentru circuitul

amplificator electronic — MEA — reacție de tensiune se poate scrie următoarea ecuație :

$$\frac{E_3(p)}{U_e(p)} = \frac{k_{nex} \frac{k'_{ec} k_{e0}}{1 + k'_{ec} k_{e0} k_{rs}}}{\left[\frac{T_2}{(1 + \alpha_2)(1 + k'_{ec} k_{e0} k_{rs})} p + 1 \right]}$$

În mod corespunzător pentru circuitul reacției de curent cu punctul de aplicare al semnalului acesteia deplasat în afara elementului mașinii electrice amplificatoare se poate scrie următoarea ecuație :

$$\begin{aligned} \frac{E_{3nc}(p)}{I_{eg}(p)} = & \left(\frac{r_1 k_{31}}{k_{e0}} \cdot \frac{T_2 T'_k}{(2 + \alpha_2)} \right) p^2 + \frac{r_1 k_{31}}{k_{e0}} \left(\frac{1 - \varepsilon}{1 + \alpha_2} T_2 + T'_k \right) p + \\ & + \frac{r_1 k_{31}}{k_{e0}} (1 - \varepsilon). \end{aligned} \quad (9.16)$$

Presupunînd elementul echivalent amplificatorului electronic și MEA cuprins de o reacție derivație, iar elementul transformat cuprins de reacția de sarcină fără inerție, schema funcțională a compensatorului cu MEA poate fi reprezentată sub o formă simplificată, ca în fig. 9.6.

În conformitate cu schema funcțională simplificată a compensatorului cu MEA cu cîmp transversal, pentru circuitul de excitație al mașinii model se poate scrie următoarea funcție de transfer :

$$\frac{I_e(p)}{U_e(p)} = \frac{\frac{k_{ne} k'_{ec} k_{em}}{(1 + k'_{ec} k_{em} k_{rs})(r_{ce} + r_1 k_{13}(1 - \varepsilon)) - k'_{ec} k_{em} r_{\varphi}}}{\left(\frac{L_{ec}}{r_{ce} + r_1 k_{13}(1 - \varepsilon) - \frac{k'_{ec} k_{em}}{1 + k'_{ec} k_{em} k_{rs}}} \right) p + 1}. \quad (9.17)$$

În cazul compensării critice a MEA, funcția de transfer a circuitului de excitație cu mașină electrică compensatoare se simplifică și mai mult

$$\frac{I_e(p)}{U_e(p)} = \frac{\frac{k_{ne} k'_{ec} k_{em}}{(1 + k'_{ec} k_{em} k_{rs}) r_{ec} - k'_{ec} k_{em} r_{\varphi}}}{\left(\frac{L_{ce}}{r_{ce} - r_{\varphi} - \frac{k'_{ec} k_{em}}{1 + k'_{ec} k_{em} k_{rs}}} \right) p + 1}. \quad (9.18)$$

Din expresia funcției de transfer a circuitului de excitație cu mașină electrică compensatoare se vede că constanta de timp echivalentă se determină din relația :

$$T_{ce} = \frac{L_{ce}}{r_{ce} + r_1 k_{31} (1 - \varepsilon) - r_{\varphi} \left(\frac{k'_{ec} k_{em}}{1 + k'_{ec} k_{em} k_{rs}} \right)}, \quad (9.19)$$

sau în cazul compensării critice a MEA :

$$T_{ce} = \frac{L_{ce}}{r_{ce} - r_{\varphi} \left(\frac{k'_{ec} k_{em}}{1 + k'_{ec} k_{em} k_{rs}} \right)}. \quad (9.20)$$

Este ușor de observat că odată cu variația lui r_{φ} sau k'_{ec} se poate varia valoarea constantei de timp a circuitului de excitație în limite destul de largi.

După datele Institutului Energetic Unional al Academiei de Științe a RSS Armene, cu ajutorul unei mașini electrice compensatoare de acest gen s-a reușit să se varieze constanta de timp a circuitului de excitație al mașinii model de la 0,17 la 17 s adică de 100 de ori.

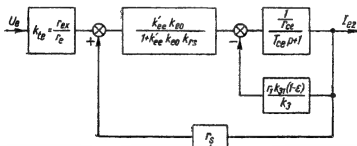


Fig. 9-6. Schema funcțională simplificată a compensatorului cu MEA pentru modelarea circuitelor de excitație ale mașinilor modelului.

Factorul de amplificare al circuitului de excitație cu mașină electrică compensatoare se determină din relația :

$$k_{ce} = k_{ne} \frac{k'_{ec} k_{em}}{r_{ec} (1 + k'_{ec} k_{em} k_{rs}) - r_{\varphi} k_{e} k_{em}}. \quad (9.21)$$

Astfel, dacă se variază constanta de timp T_{ce} prin variația lui r_{φ} sau k'_{ec} factorul de amplificare al circuitului de excitație k_{ce} poate

fi totdeauna menținut constant prin modificarea corespunzătoare a coeficientului de divizare k_{ne} al divizorului tensiunii de excitație.

În încheiere trebuie menționat că constantele de timp proprii ale MEA cu cîmp transversal din compensator deformează partea inițială a procesului de creștere a curentului din circuitul mașinii model. Deoarece însă, la cercetarea schemelor de automatizare cu mașini electrice pe modele electrodinamice nu există salturi bruște de tensiune în circuitul de excitație, aceste deformări nu introduc erori mari.

9.4. Utilizarea mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp transversal ca reactoare ale circuitelor de excitație ale mașinilor modelelor electrodinamice

Paralel cu metoda compensării rezistențelor, pentru modelarea parametrilor circuitelor de excitație se utilizează pe scară largă metoda creșterii inductanțelor de scăpări ale acestor circuite cu ajutorul reactoarelor suplimentare. În acest caz, parametrii regimurilor staționare ale circuitelor de excitație nu se modifică și, pentru a putea conecta sistemele de comandă naturale la mașinile de putere mică ale modelului, înfășurările de excitație ale acestora se calculează pentru curenții totali de excitație ai mașinilor din sistemul natural.

Drept reactoare suplimentare în circuitele de excitație ale mașinilor modelelor se utilizează de obicei, sau reactoare statice cu miez de fier, sau scheme speciale cu MEA cu cîmp transversal, denumite pe scurt reactoare cu mașini electrice.

Dacă în circuitul de excitație al mașinii modelului se conectează un reactor suplimentar, curentul de excitație se determină din ecuația :

$$U_e = I_e r_{e\ mod} + L_{e\ mod} p I_e + I_e r_r + L_r p I_e, \quad (9.22)$$

care transformată se scrie sub următoarea formă :

$$\left[\left(\frac{T_{e\ mod}}{1 + \frac{r_r}{r_{e\ mod}}} + \frac{T_r}{\frac{r_{e\ mod}}{r_r} + 1} \right) p + 1 \right] I_e = \frac{U_e}{r_{e\ mod} + r_r}. \quad (9.23)$$

Deoarece în circuitul de excitație este conectat un reactor și rezistența sa r_r este cu mult mai mare decît rezistența înfășurării de excitație a mașinii modelului $r_{e\ mod}$, constanta de timp a circui-

tului cu reactor suplimentar este determinată mai ales de constanta de timp a acestuia

$$T_{ce\ mod} = \frac{T_r}{\frac{r_{e\ mod}}{r_r} + 1} + \frac{T_{e\ med}}{1 + \frac{r_r}{r_{e\ mod}}} \approx T'_r. \quad (9.24)$$

De aceea, pentru modelarea parametrilor dinamici ai mașinilor mari este necesară realizarea unor reactoare suficient de puternice cu miezurile nesaturate. Volumul mare al unor astfel de reactoare și dificultatea confecționării acestora au dus la crearea unor dispozitive speciale cu elemente standardizate, care simulează acțiunea reactorului static. În particular, pentru modelele electro-dinamice arătate, au fost propuse scheme cu MEA cu cîmp transversal, în calitate de reactoare.

În schema reprezentată în fig. 9.7, în circuitul de excitație al mașinii modelului se conectează în serie indusul MEA și rezistențe suplimentare. Aceste rezistențe servesc pentru reglarea precisă a parametrilor circuitului de excitație în regimul staționar și în afară de aceasta, formează brațele a două punți discriminatoare, de la care semnalele se folosesc în schema reactorului.

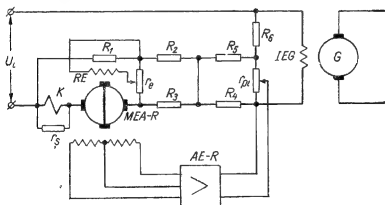


Fig. 9-7 Schema de principiu a reactorului cu MEA pentru modelarea parametrilor circuitelor de excitație ale mașinilor modelului.

O punte discriminatoare este formată din rezistențele suplimentare R_4 , R_5 , R_6 și înfășurarea de excitație a mașinii modelului și permite obținerea în diagonală a unui semnal proporțional cu prima derivată a curentului de excitație.

Cealaltă punte discriminatoare este formată din rezistențele suplimentare R_1 , R_2 , R_3 și indusul MEA permite obținerea în diagonală a unui semnal proporțional cu t.e.m. a mașinii electrice amplificatoare. Mașina electrică amplificatoare se excită printr-un

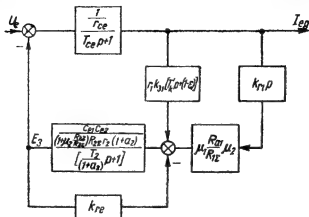


Fig. 9-8. Schema funcțională a reactorului cu MEA pentru modelarea parametrilor circuitelor de excitație ale mașinilor modelului.

amplificator electronic auxiliar AE-R, cu un semnal proporțional cu prima derivată a curentului de excitație, și creează în circuitul de excitație o t.e.m. suplimentară, care în timpul procesului tranzitoriu frânează creșterea curentului din circuitul de excitație al mașinii modelului.

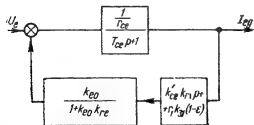


Fig. 9-9. Schema funcțională simplificată a reactorului cu MEA pentru modelarea parametrilor circuitelor de excitație ale mașinilor modelului.

Pentru înlăturarea abaterilor de la proporționalitate între t.e.m. și semnalul de comandă, MEA este cuprinsă de o reacție negativă rigidă după t.e.m., realizată prin înfășurarea de comandă RE.

Schema funcțională a reactorului mașinii electrice cu MEA cu câmp transversal, după schema din fig. 9.7, se poate reprezenta ca în fig. 9.8.

Schema funcțională a circuitului de excitație a mașinii modelului cu reactor cu MEA (fig. 9.8) se transformă, înlocuind prin circuite echivalente circuitul MEA cu reacție negativă rigidă și ramurile în paralel ale reacțiilor de curenți prin circuitele de comandă și al înfășurării de compensare.

Funcția de transfer pentru elementul transformat al MEA poate fi scrisă sub forma următoare :

$$\frac{E_3(p)}{U_e(p)} = \frac{k'_{eo} / (1 + k'_{eo} k_{re})}{\left(\frac{T_2}{(1 + \alpha_2)(1 + k'_{eo} k_{re})} p + 1 \right)} \quad (9.25)$$

Funcția de transfer a circuitului reacțiilor de curenți va fi :

$$\frac{U_{rc}(p)}{I_e(p)} = (r_1 k_{31} T'_k + k_{pl} k'_{ec}) p + r_1 k_{31} (1 - \varepsilon). \quad (9.26)$$

Presupunînd mai departe elementul echivalent al MEA fără inerție și neglijînd acțiunea necompensării dinamice a acesteia, schema funcțională a reactorului poate fi reprezentată sub o formă simplificată (fig. 9.9).

În conformitate cu schema simplificată, funcția de transfer a circuitului de excitație al mașinii modelului cu mașină electrică reactoare poate fi scrisă sub următoarea formă :

$$\frac{I_e(p)}{U_e(p)} = \frac{1}{r_{ce} \left(1 + \frac{r_1 k'_{eo} k_{31} (1 - \varepsilon)}{r_{ce} (1 + k'_{eo} k_{re})} \right)} \cdot \frac{1}{\left(\frac{T_{ce} + \frac{k_{rl} k'_{ec} k'_{eo}}{r_{ce} (1 + k'_{eo} k_{re})}}{1 + \frac{r_1 k'_{eo} k_{31} (1 - \varepsilon)}{r_{ce} (1 + k'_{eo} k_{re})}} \right) p + 1}} \quad (9.27)$$

În cazul compensării critice a reacției longitudinale a indusului MEA, funcția de transfer a circuitului de excitație se simplifică și mai mult :

$$\frac{I_e(p)}{U_e(p)} = \frac{1/r_{ce}}{\left(\frac{L_{e\ mod} + k_{rl} k'_{ec} \frac{k'_{eo}}{1 + k'_{eo} k_{re}}}{r_{ce}} \right) p + 1}} \quad (9.28)$$

După cum se vede din această ultimă ecuație în cazul compensării critice riguroase a MEA, parametrii regimurilor staționare ale circuitului de excitație al mașinii modelului nu se dereglează, ceea ce deosebește în mod avantajos schemele de modelare cu mașini electrice reactoare, de schemele cu mașini electrice compensatoare.

Valoarea echivalentă a constantei de timp a circuitului de excitație cu mașină electrică reactor în cazul compensării critice a MEA se determină cu relația :

$$T_{ce} = \frac{L_{e\ mod} + k_{ri} k'_{ec} \frac{k'_{eo}}{1 + k'_{eo} k_{re}}}{r_{ce}}, \quad (9.29)$$

din care se vede, că cu ajutorul unui astfel de reactor se modifică în special valoarea echivalentă a inductanței circuitului ; inductanța echivalentă, prin urmare, și constanta de timp a circuitului

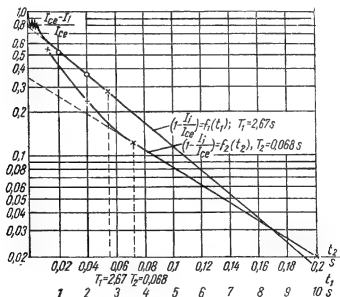


Fig. 9-10 Caracteristicile reactorului cu mașini electrice.

pot fi reglate atât prin modificarea semnalului primit de la prima punte discriminatoare, prin modificarea lui k_{ri} cât și datorită modificării factorului de amplificare al amplificatorului electronic auxiliar (prin modificarea k'_{ec}).

După datele Institutului de mașini electrice al Academiei de Științe a URSS, cu ajutorul mașinii electrice reactoare, la parametri constanți ai regimurilor staționare dintr-un circuit de excitație cu constanta de timp proprie de 0,068 s, s-a reușit să se modifice constanta de timp a acesteia pînă la 3 s, adică mai mult de 40 ori.

Trebuie menționat, că inerția proprie a MEA cu cîmp transversal și necompensarea dinamică a reacției longitudinale a indușului în cazul variației în treaptă a tensiunii de excitație determină în primul moment mici oscilații ale creșterii curentului în circuitul de excitație (fig. 9.10).

După cum au arătat cercetările sistemelor de automatizare cu mașini electrice făcute pe modele electrodinamice cu mașini electrice reactoare, aceste oscilații ale curentului nu apar, deoarece în circuitele de excitație ale mașinilor principale nu au loc comutări cu rele; de aceea, nu sînt necesare mijloace suplimentare pentru reducerea oscilațiilor curentului în schemele cu mașini electrice reactoare.

9.5. Utilizarea mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp transversal în instalațiile de sarcină universale ale modelelor electrodinamice

La cercetarea sistemelor electromecanice automatizate cu mașini electrice, în afara reproducerii parametrilor mașinilor naturale pe mașini model, apare și necesitatea reproducerii sarcinii mecanice la arborele motorului de execuție.

După cum au arătat cercetările experimentale, rezultate bune dă instalația de sarcină după schema G-M care utilizează ca generator o MEA cu cîmp transversal (fig. 9.11). Această schemă permite a se reproduce cu o precizie determinată cuplul de sarcină și cuplul de mers în gol al utilajului tehnologic, cît și inerția acesteia.

Schema conține o mașină de curent continuu pentru frînare MF, legată rigid de motorul de execuție al modelului MM și de tahogeneratorul de curent continuu TG. Excitația mașinii de frînare se aplică de la rețeaua de curent continuu. Circuitul indușului acestei mașini se alimentează de la MEA a instalației de sarcină MEA-S. Excitația MEA se efectuează printr-un amplificator electronic auxiliar AE-SM, la intrarea căruia se aplică suma

Expresia analitică a curentului mașinii de frânare poate fi prezentată sub următoarea formă :

$$I_{MF} = \frac{k_e k_{tg} n - C_{MF} n}{R_{Fe}} \pm \frac{k_e U_p}{R_{Fe}}. \quad (9.31)$$

În cazul egalității dintre t.e.m. a MEA ($E_{3X} = k_e k_{tg} n_x$) cu cea a mașinii de frânare ($E_{MF} = c_{1MF} n_x$) curentul acestuia din urmă va fi determinat numai de tensiunea pilot U_p :

$$I_{MF} = k_e \frac{U_p}{R_{Fe}}. \quad (9.32)$$

În regimurile tranzitorii variația curentului instalației de frânare poate rămâne puțin în urmă datorită constantelor de timp MEA-S, (T'_2) și ale circuitului indusurilor mașinilor (T_{aMF}) :

$$I_{MF} = \frac{k_e \frac{U_p}{R_{Fe}}}{(T'_2 p + 1)(T_{aMF} p + 1)}. \quad (9.33)$$

Caracteristicile instalației de frânare cu puterea de 4 kW (fig. 9.13) arată că întârzierea creșterii curentului în cazul saltului de sarcină nu depășește 0,15 s, iar variația curentului la reducerea bruscă a vitezei nu depășește 10%. Trebuie menționat că intensificarea reacției după t.e.m. a MEA poate micșora suplimentar eroarea instalației de frânare.

Dacă este necesar să se varieze cuplul de mers în gol al motorului modelului, la intrarea amplificatorului

electronic se aplică un semnal suplimentar U_0 sub influența căruia sau crește cuplul de frânare de mers în gol al mașinii MF, sau se compensează o parte a cuplului de mers în gol al motorului MM.

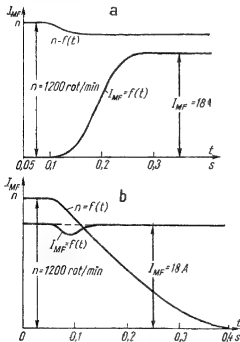


Fig. 9-13. Caracteristicile instalației de frânare pentru amplificarea bruscă a sarcinii (a) și pentru scăderea vitezei (b).

Dacă instalația de sarcină cu MEA cu câmp transversal se utilizează pentru modelarea constantei de timp electromecanice a acționării, la intrarea celui de-al doilea amplificator electronic AE-MM se aplică un semnal suplimentar, proporțional cu componența dinamică a curentului motorului modelului.

Componenta dinamică a curentului se obține ca diferența dintre tensiunea luată de la șuntul r_s și tensiunea semnalului-pilot, care este proporțională cu curentul mișcării staționare a acționării.

$$U_{cd} = r_s I_d - U_p = k I_d. \quad (9.34)$$

Sub acțiunea semnalului cuplului dinamic U_{cd} , mașina de frînare în regimul tranzitoriu creează fie o sarcină suplimentară la arborele motorului, încetinind procesul variației vitezei acestuia (mărește constanta de timp a inerției electromecanice a acționării), fie un cuplu motor suplimentar, grăbind procesul de variație a vitezei (micșorează constanta de timp a inerției electromecanice a acționării).

După cum se vede din schema funcțională simplificată (fig. 9.14), reacția suplimentară asupra MEA prin circuitul celui de-al doilea amplificator electronic AE-MM, de la semnalul curen-

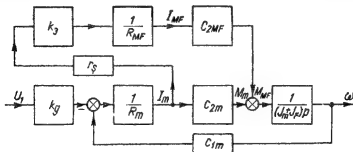


Fig. 9-14. Schema funcțională simplificată a instalației de sarcină cu MEA cu câmp transversal pentru modelarea inerției mecanice a acționării.

ului dinamic al motorului modelului creează un circuit paralel al cuplului suplimentar al motorului. Ca rezultat funcția de transfer a motorului modelului se obține sub următoarea formă :

$$\frac{\omega(p)}{U_1(p)} = \frac{I_g / C_{1m}}{\frac{(J_m + J_{MF}) R_m p}{C_{1m} C_{2m} \left(1 \pm k_e \frac{r_s C_{2MF}}{R_F C_{2m}} \right)} + 1}, \quad (9.35)$$

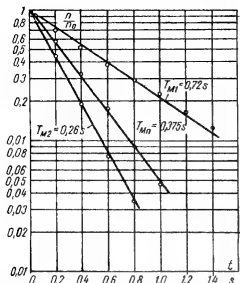


Fig. 9-15. Caracteristicile frînării motorului modelului când variază valoarea constantei de timp electromecanice T_M , cu ajutorul instalației de sarcină.

În fig. 9.15 sînt reprezentate caracteristicile experimentale de oprire a acționării atît cu acțiune suplimentară pozitivă cît și cu acțiune negativă, în instalația de frînare prin curentul dinamic al motorului modelului, caracteristici trasate la Institutul de mașini electrice al Academiei de Științe a URSS. După cum se vede din figură aceste caracteristici sînt practic liniare ceea ce arată absența distorsiunilor în caracterul procesului tranzitoriu. Gama posibilă de variație a valorii constantei de timp electrodinamice a motorului acționării cu ajutorul instalației de sarcină cu MEA cu cîmp transversal se poate aprecia la $\pm 100\%$ sau $\pm 50\%$.

Din expresia (9.35) se vede că valoarea echivalentă a constantei de timp electromecanice a motorului modelului se determină cu ecuația:

$$T_{Me} = \frac{T_M}{\left(1 \pm k_e \frac{r_s C_{2MP}}{R_F C_{2m}}\right)} \quad (9.36)$$

în care valoarea naturală a constantei de timp electromecanice a modelului este

$$T_M = \frac{(U_m + J_{MP}) R_m}{C_{1m} C_{2m}}$$

Ecuația (9.36) arată că, variind factorul de amplificare k_e se poate mări sau micșora constanta de timp electromecanică a motorului modelului.

10.1. Scheme de automatizare cu mașini electrice amplificatoare cu cîmp transversal cu mai multe înfășurări

MRA cu cîmp transversal cu mai multe înfășurări se utilizează în special în schemele de comandă cu mașini electrice și în subansamblurile de reglaj cu mașini electrice.

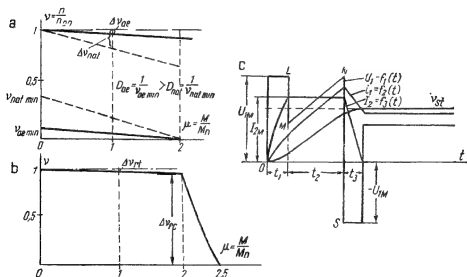


Fig 10-1. Caracteristicile sistemelor tip de acționare automatizate cu mașini electrice :

a — pentru lărgirea gamei de reglaj a vitezei; b — pentru asigurarea unei caracteristici statice speciale ale acționării cu limitarea cuplului de sarcină; c — pentru forțarea proceselor tranzitorii ale acționării

Schemele de comandă cu mașini electrice se utilizează pentru lărgirea gamei de reglaj a vitezei și pentru obținerea unor caracteristici statice și dinamice speciale în sistemele de acționare generator-motor (fig. 10.1).

Schemele reglatoarelor cu mașini electrice se utilizează pentru stabilizarea și menținerea constantă a unui parametru în sistemul acționării reglabile.

Schemele de comandă cu mașini electrice pentru lărgirea gamei de reglaj a vitezei acționării G—M de curent continuu se

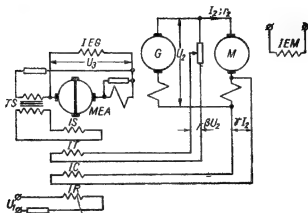


Fig. 10-2. Schema de comandă cu mașini electrice cu reacție după curentul de sarcină și după abaterea vitezei motorului acționării, pentru lărgirea gamei de reglaj a vitezei acestuia.

caracterizează prin prezența reacțiilor rigide după curentul de sarcină și după tensiunea motorului și în cazul general pot fi reprezentate sub forma arătată în fig. 10.2.

Mașina electrică amplificatoare utilizată în schema pentru lărgirea gamei de reglaj a vitezei are patru înfășurări de comandă cu ajutorul cărora se însumează semnalele: al tensiunii de referință (pilot), al reacției negative de tensiune, al reacției pozitive a curentului de sarcină și al reacției de stabilizare după prima derivată a tensiunii.

Pentru regimul de funcționare staționar al acționării automatizate după schema reprezentată în fig. 10.2 se pot scrie următoarele ecuații:

$$\left. \begin{aligned} E_3 &= k_{e0} (\alpha U_1 - \beta U_2 + \gamma I_2); \\ U_2 &= E_g - (E_g - E_m) \frac{r_2 g}{r_2}; \\ E_g &= C_g \frac{E_3}{R_3} = k_g E_3 = C_e n + I_2 r_2. \end{aligned} \right\} \quad (10.1)$$

Din rezolvarea acestui sistem de ecuații se obține expresia vitezei motorului de acționare comandat cu mașini electrice:

$$n = \frac{\alpha k_{e0} k_g U_1}{C_e (1 + \beta k_{e0} k_g)} - \frac{I_2 r_2 \left[1 - \gamma \frac{k_{e0} k_g}{r_2} \left[1 + \left(1 - \frac{r_2 g}{r_2} \right) \frac{\beta r_2}{\gamma} \right] \right]}{C_e (1 + \beta k_{e0} k_g)} \quad (10.2)$$

Din expresia (10.2) se vede că reacția pozitivă a curentului de sarcină determină o t.e.m. suplimentară a generatorului, care compensează căderea de tensiune din circuitul indusurilor sistemului G—M, datorită cărui fapt crește rigiditatea caracteristicilor mecanice și apare posibilitatea unui reglaj mai profund și a lărgirii gamei de variație a vitezei motorului.

Reacția negativă de tensiune micșorează abaterile neliniare ale t.e.m. a generatorului și căderea de tensiune din circuitul indusurilor sistemului G—M, fapt care contribuie la creșterea rigidității caracteristicilor mecanice ale motorului acționării și la lărgirea gamei de reglaj a vitezei acestuia.

Cu scopul de a asigura stabilitatea dinamică MEA este cuprinsă de o reacție negativă de stabilizare după prima derivată a tensiunii, care se realizează cu ajutorul transformatorului de stabilizare TS.

Pentru obținerea unor caracteristici mecanice speciale ale motorului acționării sistemului G—M, schemele de comandă cu mașini electrice conțin de obicei reacții cu elemente funcționale neliniare.

Schema tip de comandă cu mașini electrice pentru obținerea clasei celei mai răspândite de caracteristici speciale (de excavator) cu limitarea cuplului de sarcină (fig. 10.1, b), este reprezentată în fig. 10.3. În această schemă MEA are patru înfășurări de comandă: pentru aplicarea semnalului de referință (pilot), pentru reacția negativă neliniară după tensiunea motorului, pentru reacția negativă de limitarea curentului și pentru stabilizarea funcționării acționării în regimurile tranzitorii.

Reacția negativă neliniară de tensiune se obține datorită neliniarității elementelor redresoare și slăbește mult în cazul tensiunilor mici la motor (în zona acțiunii reacției de curent). În cazul funcționării normale (în zona tensiunilor mari) neliniaritatea elementelor redresoare nu se manifestă, și reacția funcționează ca o reacție negativă simplă. Această proprietate a reacției negative de tensiune a motorului permite realizarea unei rigidi-

tăți mari a caracteristicilor mecanice ale acestuia, pînă la punctul de limitare și excluderea influenței antagoniste a acestei reacții în zona de limitare a cuplului.

Reacția de limitare a curentului de sarcină al motorului sistemului G-M, reprezintă o reacție negativă rigidă de curent, a

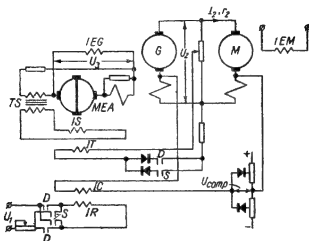


Fig. 10-3. Schema de comandă a acționării cu limitarea cuplului de sarcină (comanda acționării excavatorului).

cărei acțiune este blocată de o tensiune separată de comparație conectată în opoziție printr-un element redresor. Astfel, reacția de limitare intră în acțiune numai atunci când tensiunea acesteia depășește tensiunea de comparație. Apoi aceasta acționează ca o reacție rigidă obișnuită, stabilizînd curentul de sarcină prin micșorarea pronunțată a tensiunii generatorului pînă la oprirea completă a motorului. Pentru obținerea caracteristicilor cu limitarea cuplului de sarcină tensiunea de comparație se alege astfel încît reacția de limitare să intre în acțiune, la valoarea dată a sarcinii motorului.

Considerînd numai acțiunea reacției rigide după tensiunea motorului, ecuația porțiunii de lucru a caracteristicii mecanice a acestuia poate fi scrisă sub următoarea formă.

$$n = \frac{\alpha k_{e0} k_g U_1}{C_e (1 + \beta k_{e0} k_g)} - \frac{I_2 r_2}{C_e (1 + \beta k_{e0} k_g)} \quad (10.3)$$

Pentru porțiunea de limitare a cuplului de sarcină se poate lua în considerație numai reacția negativă rigidă de curent. În acest caz este valabilă ecuația :

$$I_2 = \frac{\alpha k_{e0} k_g U_1}{(R_2 + \gamma k_{e0} k_g)} - \frac{C_e n}{(R_2 + \gamma k_{e0} k_g)} \quad (10.4)$$

După cum se vede din ecuațiile de mai sus, reacția negativă de tensiune asigură într-adevăr rigiditatea corespunzătoare a caracteristicii mecanice a acționării pe porțiunea de lucru, iar reacția negativă rigidă de limitare a curentului motorului asigură limitarea corespunzătoare a curentului și a cuplului în zona sarcinilor limită.

Schemele de comandă cu mașini electrice pentru obținerea caracteristicilor dinamice speciale ale acționărilor în sistemul G-M, se utilizează pentru asigurarea unui anumit caracter de desfășurare a proceselor tranzitorii. Un exemplu tipic îl formează schema de forțare a proceselor tranzitorii pentru mărirea rapidității acționării.

Forțarea proceselor în sistemul G-M de curent continuu se realizează de obicei prin folosirea capacității de suprasarcină maximă a motorului pentru obținerea cuplurilor dinamice maxime și a timpilor minimi de desfășurare a proceselor tranzitorii.

Caracteristicile de excitație ale generatorului sistemului G-M pentru obținerea forțării necesare a proceselor tranzitorii ale acționării sînt reprezentate în fig. 10.1, c.

În schema de comandă cu mașini electrice a acționării G-M de curent continuu cu forțarea proceselor tranzitorii (fig. 10.4) MEA are de asemenea patru înfășurări de comandă : *IR* — pentru aplicarea semnalului de referință (pilot), *ISD* — pentru semnalul după derivarea tensiunii de excitație a generatorului, *IT* — pentru reacția rigidă negativă de limitare a tensiunii generatorului și *IC* — pentru reacția de limitare a curentului de sarcină al motorului. Pentru aplicarea tensiunii necesare de comparare în schema generală se utilizează generatoare auxiliare de comandă de mică putere. Generatorul de comandă *GCT* se excită astfel încît polaritatea și valoarea tensiunii sale să corespundă vitezei date a acționării.

Schema funcționează în modul următor : prin închiderea contactorului *D* sau *S* se aplică alimentarea la înfășurarea de referință *IR* a MEA și la înfășurarea de excitație a generatorului de

comandă *GCT*. În acest caz tensiunea *MEA* depășește valoarea necesară fapt care asigură forțarea excitației generatorului la pornirea acționării. Limitarea forțării și obținerea caracteristicii excitației generatorului apropiată de cea optimă (după diagrama re

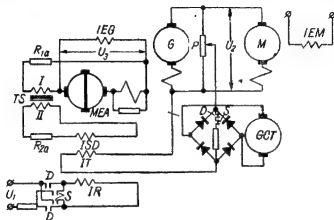


Fig. 10-4. Parte a schemei de comandă a acționării cu forțarea proceselor tranzitorii.

prezentată în fig. 10.1, c) se asigură prin acordarea transformatorului de stabilizare a cărui înfășurare secundară este conectată la înfășurarea *ISD* de reacție după derivata tensiunii *MEA* și modifică tensiunea magnetomotoare totală a acesteia în regimul tranzitoriu.

Generatorul de comandă *GCT*, care primește excitația concomitent cu înfășurarea de referință a *MEA*, se excită pînă la tensiunea corespunzătoare limitării forțării la tensiunea necesară a generatorului. Atît timp cît fracțiunea tensiunii luată de la divizorul *P* este mai mică decît tensiunea *GCT*, acțiunea reacției negative de tensiune este blocată și pornirea acționării se desfășoară cu forțarea dată.

Dacă viteza motorului crește pînă la valoarea dată, tensiunea luată de la divizorul *P* devine mai mare decît tensiunea *GCT*. În acest caz intră în funcțiune reacția negativă de tensiune *IT*, scade brusc excitația generatorului (tăierea forțării) și procesul de pornire a acționării se termină.

Ajustarea formei curbei corespunzătoare a tensiunii de excitație pentru obținerea caracteristicilor dinamice date, se realizează

în această schemă cu ajutorul reacției elastice prin transformator, care împreună cu reacția de limitare blocată a torțării, dă un efect bun.

Astfel, în schemele de comandă a mașinilor electrice cu MEA folosită drept amplificator de putere sumator, aceasta de regulă are patru înfășurări de comandă: pentru tensiunea semnalului de referință, pentru reacția elastică de stabilizare sau de ajustare a formei proceselor tranzitorii ale acționării, pentru reacția rigidă simplă sau funcțională de tensiune și pentru reacția rigidă simplă sau funcțională după curentul motorului principal.

Schemele reglatoarelor cu MEA se deosebesc de schemele de comandă cu mașini electrice prin prezența obligatorie a circuitelor de comparație a valorilor date cu cele reglate. Această comparație se poate efectua pe două înfășurări de comandă diferite ale MEA, sau pe un potențiometrul comun și o singură înfășurare de comandă. Prin structura lor, reglatoarele cu mașini electrice sînt în majoritatea cazurilor statice și servesc pentru menținerea mărimii oarecare a acționării (vitezei, curentului, puterii etc.) la valoarea dată.

În fig. 10.5 este reprezentată schema de principiu a regulatorului cu mașini electrice pentru menținerea constantă a valorii curentului motorului, utilizat la acționările mecanismelor mașinilor de bobinat. În această schemă, pentru compararea valorii date

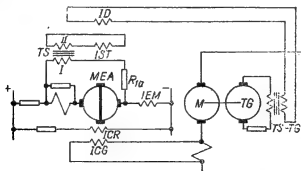


Fig. 10-5. Schema regulatorului cu mașini electrice pentru menținerea constantă a puterii la axul motorului.

cu cea reglată se utilizează două înfășurări de comandă ale MEA: ICR și ICG . În afară de acestea există încă două înfășurări de comandă: pentru stabilizarea regulatorului în regimurile tranzitorii (IST) și pentru micșorarea erorii dinamice de reglaj (ISD).

Mașina electrică amplificatoare se conectează în serie cu circuitul înfășurării de excitație a motorului și modifică automat excitația acestuia dacă curentul din indusul motorului se abate de la valoarea dată. În acest caz puterea la arborele motorului se menține constantă. Într-adevăr :

$$P = 1,028 M n = 1,028 \Phi I_{CM} \frac{U_{\eta}}{C_e \Phi} = k_M I U \quad (10.5)$$

și pentru I — const rezultă

$$P = \text{const.}$$

Curentul în înfășurarea de referință ICR se fixează la o astfel de valoare încît pentru puterea dată la arborele motorului tensiunea magnetomotoare a acestei înfășurări să fie egală cu cea a înfășurării de comparație ICG . Dacă cuplul la axul motorului se abate de la valoarea dată apare un semnal de comandă datorită dezechilibrului tensiunilor magnetomotoare ale înfășurărilor ICR și ICG și mașina electrică amplificatoare, fiind excitată, modifică curentul în înfășurarea IEM astfel încît viteza motorului să varieze cu o valoare la care curentul în indusul acestuia să se păstreze aproape constant prin urmare, puterea la arborele motorului se va menține constantă.

Pentru micșorarea abaterilor puterii la arborele motorului, în cazul încetărilor sau accelerărilor, datorită componentei dinamice a curentului indusului, în schemă este prevăzută o reacție după derivata vitezei motorului, care cu ajutorul înfășurării IED creează o excitație suplimentară a MEA. Prin aceasta se reduce eroarea din componenta dinamică a curentului indusului motorului.

Pentru stabilizarea funcționării regulatorului în regimurile tranzitorii, în schemă este prevăzută o reacție de stabilizare după derivata tensiunii MEA, care se realizează cu ajutorul transformatorului de stabilizare TS .

În fig. 10.6 este reprezentată o altă schemă de principiu a regulatorului cu mașini electrice pentru menținerea constantă a vitezei motorului, schemă utilizată pe scară largă la acționarea strungurilor cu o gamă largă de reglaj a vitezelor. În această schemă pentru compararea valorilor date cu cea reglată se folosește potențiometrul de însumare P , de la care semnalul de dezechilibru se aplică la o înfășurare de comandă a MEA.

Mașina electrică amplificatoare alimentează direct circuitul indusului motorului după schema MEA și asigură o gamă largă

de reglaj a vitezei de acționare. Valoarea vitezei este dată de potențiometrul de însumare P prin deplasarea corespunzătoare a cursorului acestuia. Tensiunea U_r este tensiunea de referință și determină nivelul vitezei de acționare care trebuie să fie păstrat cu ajutorul regulatorului pe întreaga gamă a sarcinii la arborele motorului. Tensiunea de comparație U_r , proporțională cu viteza de rotație a motorului, se ia de la puntea formată de înșăși elementele circuitului principal al acționării. O astfel de schemă nu necesită utilizarea tahogeneratoarelor și permite conectarea în diagonala punții a unei înfășurări de comandă a MEA cu rezistență mică, datorită cărui fapt crește factorul de menținere a vitezei motorului.

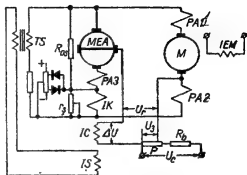


Fig. 10-6. Schema regulatorului cu mașini electrice pentru stabilizarea vitezei motorului într-o gamă largă de variație a acesteia.

Tensiunea în diagonala punții se obține egală cu :

$$U_r = E - I_2 R_a - \frac{C_e n - T_2 R_a}{2} = \frac{C_e n}{2} + \frac{I_2}{2} (R - R_2). \quad (10.6)$$

Dacă puntea este echilibrată :

$$R = R_{pa1} + R_{am} = R_{pa2} + R_{tk} + R_{pa3} = R_{\Sigma}. \quad (10.7)$$

tensiunea în diagonala punții devine proporțională cu viteza motorului :

$$U_r = \frac{C_e n}{2}; \quad (10.8)$$

prin urmare regulatorul a cărui schemă este reprezentată în fig. 10.6 va asigura menținerea vitezei motorului. Precizia de menținere va fi determinată de valoarea factorului de amplificarea de tensiune al sistemului.

Pentru micșorarea distorsiunilor caracteristicilor și pentru limitarea cuplului de sarcină, în schemă este utilizată o reacție de tensiune și un grad variabil de compensare al MEA. Datorită acestuia din urmă, la suprasarcină viteza acționării scade chiar pînă la oprirea completă.

Stabilizarea funcționării acționării în regimurile tranzitorii se realizează cu ajutorul reacției *IS* după derivata tensiunii MEA, cu ajutorul transformatorului de stabilizare *TS*.

Din examinarea schemelor reprezentate mai sus ale reguletoarelor cu mașini electrice se vede că acestea completează schemele de comandă cu mașini electrice și permit obținerea unor performanțe superioare ale acționării. De exemplu, schema acționării cu regulator cu mașini electrice dă posibilitatea de a lărgi gama de reglaj a vitezei în sistemul *G—M* de curent continuu până la 1 : 100 și mai sus.

Ca și în schemele de comandă cu mașini electrice, în schemele reguletoarelor cu MEA cu câmp transversal există de obicei, patru sau trei înfășurări de comandă. Două înfășurări se utilizează pentru compararea semnalelor valorii de referință și a celei reglate, a treia — pentru limitarea acțiunii sau pentru corectarea dinamică a regulatorului și a patra — pentru stabilizarea funcționării acestuia în procesele tranzitorii.

10.2. Schemele de automatizare cu mașini electrice amplificatoare cu câmp transversal și cu amplificatoare auxiliare

Mașinile electrice amplificatoare cu câmp transversal cu dispozitive amplificatoare auxiliare, ca și MEA cu mai multe înfășurări, se utilizează în schemele de comandă și reglare cu mașini electrice și în sistemele de urmărire.

Spre deosebire de schemele de automatizare cu mașini electrice cu MEA având mai multe înfășurări, schemele cu MEA și cu amplificatoare auxiliare folosesc elemente de corecție pentru curenți mai slabi, pentru care acestea pot fi prevăzute cu elemente de corecție mai precise prin care se asigură cele mai bune proprietăți de funcționare și o precizie mai înaltă a acestor sisteme.

De exemplu, în fig. 10.7 este reprezentată schema acționării cu amplificator auxiliar la MEA și cu filtre în circuitele de comandă pentru obținerea caracteristicilor mecanice cu limitarea cuplului. Pentru micșorarea distorsiunilor caracteristicilor, MEA este cuprinsă de o reacție rigidă puternică după tensiunea de ieșire (circuitul înfășurării de comandă *IC I*). Celelalte înfășurări de comandă ale MEA sînt corectate în serie la ieșirea amplificatorului auxiliar *AA*. În schemele de automatizare cu mașini elec-

trice de tipul dat, amplificatorul auxiliar este realizat de obicei ca amplificator magnetic cu câteva înfășurări de comandă, pentru însumarea semnalului de referință și a celui de corecție. Semna-

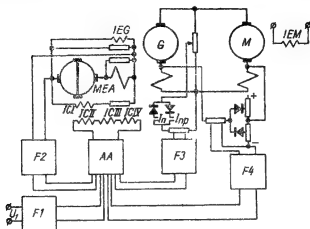


Fig. 10-7 Schema de principiu a acționării automatizate cu amplificator auxiliar la MEA și cu filtre în circuitele de comandă.

lul de referință U_1 se aplică la înfășurarea de comandă a amplificatorului auxiliar prin filtrul F1 (fig. 10.8). Datorită condensatorului C_1 din filtrul F1, la aplicarea sau suprimarea tensiunii U_1 , curentul din înfășurarea de referință a amplificatorului auxiliar crește cu o anumită constantă de timp, ceea ce face să se obțină o variație foarte lină a vitezei atât la pornire cât și la frînarea acționării.

Stabilizarea și ajustarea formei regimului de forțare se realizează în schema dată cu ajutorul tensiunii MEA prin filtrul F2. Acest filtru se utilizează în locul transformatorului de stabilizare folosit în scheme asemănătoare fără amplificator auxiliar, și formează

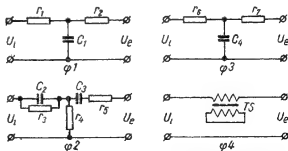


Fig. 10-8. Schemele filtrelor tip pentru sisteme de acționare automatizată cu MEA și cu amplificator magnetic auxiliar.

circuitul de reacție negativă elastică după tensiunea mașinii electrice amplificatoare. Filtrul $F 2$, în afara primei derivate, separă și un semnal proporțional cu a doua derivată a tensiunii MEA, introducerea căreia în schemă asigură un caracter mai favorabil al desfășurării procesului tranzitoriu, permițând îmbunătățirea funcționării în regimul de forțare.

Intreruperea forțării se efectuează prin circuitul reacției de limitare a tensiunii generatorului G . Semnalul reacției de limitare a tensiunii generatorului se aplică la amplificatorul auxiliar prin filtrul $F 3$ care servește la îmbunătățirea calității procesului tranzitoriu la reversare.

Pentru limitarea curentului de sarcină al motorului acționării, în schema reprezentată în fig. 10.7 este prevăzută o reacție negativă de curent cu acțiune de limitare. Semnalul reacției de curent cu acțiune de limitare se aplică la amplificatorul auxiliar prin filtrul $F 4$. Acest filtru conține un transformator cu gabarit redus TS , o parte din spirele înfășurării secundare a acestuia fiind scurt-circuitate. Un astfel de transformator este analog cu elementul integrator RC , însă spre deosebire de acesta are o rezistență mică, ceea ce permite utilizarea filtrului $F 4$ în circuitul de limitare cu rezistență mică. Filtrul $F 4$ mărește stabilitatea funcționării, când acționează limitarea.

Astfel utilizarea filtrelor în circuitele semnalului de referință și a reacțiilor nu modifică caracteristicile statice ale acționării, care în cazul dat se determină cu următoarea ecuație :

a) pe porțiunea de lucru :

$$n = \frac{\alpha k_a k'_{e0} k_g U_1}{C_e (1 + \beta k_a k'_{e0} k_g)} - \frac{I_2 r_2}{C_e (1 + \beta k_a k'_{e0} k_g)} ; \quad (10.9)$$

b) pe porțiunea de limitare a cuplului acționării

$$I_2 = \frac{\alpha k_a k'_{e0} k_g U_1}{(R_2 + \gamma k_a k'_{e0} k_g)} - \frac{C_e n}{(R_2 + \gamma k_a k'_{e0} k_g)} , \quad (10.10)$$

unde valoarea echivalentă a factorului de amplificare al MEA cu cîmp transversal avînd în vedere acțiunea reacției rigide negative se determină cu relația :

$$K'_{e0} = \frac{k_{e0}}{1 + k_{e0} k_{rt}} , \quad (10.11)$$

unde k_{rt} este factorul reacției de tensiune al MEA.

Caracteristicile dinamice ale acționării, cînd există filtre în circuitele de comandă și de corecție, după cum a arătat experiența lucrărilor Biroului central de construcție „Electroprivod” sînt mult mai bune din punct de vedere al desfășurării line a proceselor și al diagramei de curent al motorului.

Schemele reguletoarelor cu MEA utilizînd amplificatoare auxiliare se caracterizează, ca și schemele analoge simple, prin prezența circuitului de comparație a valorii de referință cu cea reglată, însă se deosebesc printr-o precizie mult mai mare.

În schema regulatorului de viteză (fig. 10.9) există două subansambluri pentru menținerea acestuia la un nivel constant dat, ceea ce asigură lărgirea gamei de reglaj a vitezei. Primul regulator principal conține potențiometrul P_2 , tahogeneratorul TG și amplificatorul auxiliar AA , care funcționează pe înfășurările de comandă ale amplificatorului $IC 1$ și $IC 2$. Cel de-al doilea regulator auxiliar stabilizează viteza prin menținerea la un nivel riguros dat a tensiunii MEA. Acest regulator conține reostatul de fixare a vitezei P_1 , rezistența r_n din circuitul reacției de tensiune și înfășurarea de comandă $IC 4$ a amplificatorului.

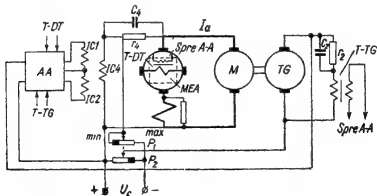


Fig. 10-9. Schema de principiu a acționării MEA-M cu amplificator auxiliar în circuitul stabilizării automate a vitezei pentru lărgirea gamei de reglare.

Întreaga gamă de reglaj a vitezei acționării se împarte în trei subgame. În prima, cea inferioară, circuitul reostatului P_1 — înfășurarea de referință $IC 4$ se întrerupe și valoarea se fixează prin reglarea tensiunii de comparație din circuitul tahometric al regulatorului de viteză cu ajutorul potențiometrului P_2 . În cea de-a doua subgamă, cea medie, valoarea vitezei acționării se

fixează prin reglarea concomitentă a curentului în circuitul tahometric al regulatorului de viteză. În cea de-a treia subgamă, cea superioară, circuitul tahometric se întrerupe și valoarea vitezei se fixează numai prin regulara curentului din circuitul înfășurării IC 4 cu ajutorul recstatului P_1 .

Astfel, în prima subgamă schema funcționează sub acțiunea regulatorului de viteză și a reacției negative puternice după tensiunea MEA realizată cu înfășurarea IC4. În cea de-a doua subgamă, prin alegerea tensiunii de comparație luată de la potențiometrul P_3 , se obține ca regulatorul de viteză să aibă numai o acțiune stabilizatoare asupra vitezei acționării, fără a determina nivelul acesteia. În cea de-a treia subgamă, regulatorul de viteză se deconectează deoarece tensiunea tahogeneratorului devine inadmisibilă pentru regulator și pentru însuși tahogenerator.

Pentru subgama medie, unde acționează ambele regulatoare, ecuația vitezei acționării, în cazul general, poate fi scrisă sub următoarea formă :

$$n = \frac{\alpha_1 k_{e4} U_1 + k_a k_{e4} U_c}{C_e \left(1 + \beta k_{e4} + \frac{C_{ef}}{C_e} k_a k_{e12} \right)} - \frac{I_a (r_{em} + r_m \beta k_{e4})}{C_e \left(1 + \beta k_{e4} + \frac{C_{ef}}{C_e} k_a k_{e12} \right)}. \quad (10.12)$$

Din datele uzinei constructoare de mașini Sverdlovsk, acționările cu regulatoare avînd mașini electrice executate după schema reprezentată în fig. 10.9 asigură variația vitezei în raportul 2000 : 1, valoarea minimă fiind 2 rot/min.

Sistemele de urmărire electromecanice reprezintă o clasă specială de regulatoare, destinate reproducerii cu o anumită precizie a deplasărilor unghiulare ale mecanismului acționat. O particularitate caracteristică a acestor sisteme o reprezintă prezența dispozitivului discriminator electromecanic sub formă de subansamblu de comparație a pozițiilor unghiulare ale axului de referință și ale axului mecanismului executor. Funcționarea sistemelor de urmărire electromecanice are loc sub acțiunea semnalului de necorespondență a pozițiilor unghiulare ale axului de referință și ale axului mecanismului executor.

Pentru obținerea semnalului proporțional cu abaterea pozițiilor unghiulare ale axului de referință și axului mecanismului din sistemul de urmărire (fig. 10.10), selsinurile se conectează după schema de transformator. În această schemă înfășurarea primară a selsinului generator SG se alimentează de la rețeaua de curent alternativ, iar înfășurarea secundară trifazată se conectează cu

înfășurarea trifazată a selsinului receptor SR . În acest caz la bornele înfășurării monofazate de ieșire a selsinului receptor se induce o tensiune, a cărei valoare este proporțională cu sinusul unghiului de necorespondență a pozițiilor instantanee ale axelor :

$$U_s = U_m \sin \theta, \quad (10.13)$$

unde $\theta = \theta_r - \theta_0$ este unghiul de necorespondență.

În cazul unghiurilor mici de necorespondență tensiunea U_s se consideră proporțională cu valoarea unghiului de abatere :

$$U_s \approx k_0 \theta. \quad (10.14)$$

Semnalul de necorespondență obținut în dispozitivul discriminator se aplică la intrarea amplificatorului electronic AA cu două etaje, la ieșirea căruia sînt conectate înfășurările de comandă ale MEA. În cazul dispozitivului discriminator cu selsinuri, primul etaj se alimentează de la rețeaua de curent alternativ și funcționează ca amplificator sensibil la fază, iar cel de-al doilea etaj funcționează, de regulă, în curent continuu și este un etaj de amplificarea de putere.

Pentru stabilizarea funcționării sistemului de urmărire în regimurile dinamice se utilizează reacții după viteză sau după tensiunea motorului executor.

În circuitul reacției de stabilizare există de obicei un filtru care permite introducerea în sistem a unor semnale de corecție nu numai după viteza motorului, ci și după derivata acesteia. Deoarece tensiunii de referință a sistemului de urmărire îi corespunde viteza motorului, iar necorespondența se apreciază după poziția unghiulară a axului mecanismului, dispozitivul de măsurat este legat printr-o relație integrală de viteza motorului. De aceea, la redarea pozițiilor unghiulare, sistemele de urmărire acționează ca dispozitive astatice și eroarea statică a acestora în cazul de funcționare ideal fără jocuri și fără sarcină este nulă.

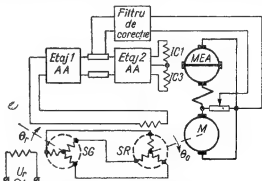


Fig. 10-10 Schema de principiu a sistemului de urmărire cu dispozitiv de măsurare cu selsinuri a unghiurilor.

Eroarea sistemelor de urmărire se apreciază după redarea unei viteze constante de intrare ω_r . În acest caz, precizia sistemului de urmărire este caracterizată de factorul de calitate prin care se înțelege raportul dintre viteza de intrare și eroarea unghiulară θ_a în regim staționar a sistemului de urmărire :

$$D = \frac{\omega_r}{\theta_a} = \frac{k_0 k_r k_a k_{e0}}{C_2} \quad [1/s], \quad (10.15)$$

unde k_0 este coeficientul de proporționalitate dintre tensiunea semnalului și unghiul de necorespondență ;

k_r — coeficient de reducere, valoarea inversă a raportului de transmisie de la axul motorului la axul selsinului receptor ;

k_a și k_{e0} — factorii de amplificare de tensiune ai AA și MEA.

Sistemele de urmărire electromecanice moderne au factori de calitate destul de ridicați, atingînd 800 l/s și mai mult la cele rapide.

Din examinarea schemelor de automatizare cu mașini electrice cu MEA cu cîmp transversal și amplificator auxiliar reprezentate mai sus rezultă că aceste sisteme au indici mai buni ai caracteristicilor de funcționare.

La crearea acestor sisteme cel mai frecvent se utilizează amplificatoare auxiliare cu schemă simetrică și MEA cu înfășurări de comandă diferențiale. Pentru corectarea suplimentară a funcționării, MEA are adesea înfășurări separate de comandă.

10.3. Caracteristicile statice ale sistemelor de automatizare cu mașini electrice amplificatoare cu cîmp transversal

Analiza caracteristicilor statice ale sistemelor de automatizare permite să se aprecieze proprietățile de funcționare ale acestora în regimurile staționare și să se determine atît structura optimă cît și combinația optimă a parametrilor elementelor pentru condițiile date de funcționare.

Prin urmare, analiza caracteristicilor statice ale sistemelor de automatizare stă la baza metodelor de calcul ale acestora. În acest caz după caracteristicile statice se calculează factorii de amplificare ai elementelor circuitului principal de trecere a semnalului de comandă, cît și parametrii tuturor reacțiilor rigide.

Parametrii reacțiilor elastice se determină prin corectarea (la forma dată) a proceselor tranzitorii ale sistemului cu reacțiile rigide date.

Calculul parametrilor statici se împart în trei grupe după cele trei clase de sisteme de automatizare cu mașini electrice: sisteme de comandă, sisteme de reglaj și sisteme de urmărire.

A. Caracteristicile și parametrii statici ai elementelor sistemelor de comandă cu MEA cu câmp transversal

Comanda cu MEA cu câmp transversal se utilizează la automatizarea următoarelor clase de sisteme:

- a) cu gamă lărgită de reglaj a vitezei acționării;
- b) cu caracteristici de funcționare speciale ale acționării;
- c) cu caracteristici dinamice speciale ale acționării.

Calculul caracteristicilor statice ale grupei sistemelor cu gamă lărgită de viteze de acționare se efectuează de obicei plecând de la necesitatea asigurării unei erori statice minime în întreaga gamă. Pentru această grupă de sisteme se poate considera tipică schema cu reacție pozitivă rigidă după curentul motorului și cu reacție negativă rigidă după tensiune; această schemă este reprezentată în fig. 10.2.

Calculul caracteristicilor statice și alegerea factorilor de reacție în schema examinată se efectuează în două etape. În prima etapă se alege valoarea reacției pozitive de curent a sistemului; aceasta trebuie să fie astfel, încât când variază sarcina între anumite limite (de la I_0 la I_{max} , abaterile vitezei să fie minime și egale între ele. Înlăturarea completă a abaterii vitezei motorului cu ajutorul reacției pozitive rigide liniare nu poate reuși din cauza neliniarității caracteristicilor MEA cu câmp transversal și ale generatorului, de aceea, micșorarea în continuare a abaterilor vitezei motorului se realizează prin introducerea unei reacții negative rigide după viteză sau tensiune. În cea de-a doua etapă se alege valoarea reacției negative de viteză sau de tensiune a motorului, pentru micșorarea abaterilor neliniare ale vitezei acestuia până la o valoare minimă rațională.

Aprecierea efectului reacțiilor de curent, după cum s-a arătat în primul capitol, se efectuează cu ajutorul triunghiului caracteristic, la construirea căruia caracteristica de scurtcircuit ia în considerație prezența în schemă a acestor reacții.

în viteza motorului, va da abaterea acesteia de la valoarea dată. În cadranul al patrulea, în funcție de curentul de comandă se trasează curba abaterilor vitezei pentru curentul de sarcină nominal al motorului. Această curbă arată că abaterile vitezei motorului sînt de același semn pentru curenții de comandă maxim și minim în comparație cu abaterea nulă, pentru valoarea medie de calcul a curentului de comandă.

Drept acordare optimă a reacției pozitive de curent a sistemului examinat se consideră de obicei aceea, pentru care abaterile pozitive și negative ale vitezei sînt aproximativ egale între ele.

După caracteristica externă corectată a sistemului se repetă construcția și se determină triunghiul caracteristic corectat ABC . Folosind acest triunghi se trasează din nou caracteristica externă a generatorului pentru semnalele de comandă maxim și minim și se verifică valoarea abaterii vitezei de acționare pe întreaga gamă de variație a semnalului de comandă. Apoi, se face o construcție auxiliară a triunghiului caracteristic natural și a triunghiului caracteristic necesar și se determină factorul reacției pozitive de curent (fig. 10.12).

Pentru obținerea triunghiului caracteristic necesar, punctul de scurtcircuit k trebuie deplasat în punctul k' aflat pe prelungirea liniei BC , adică caracteristica de scurtcircuit a sistemului cu reacție pozitivă de curent I_{2scr} trebuie să treacă prin punctul k' . Pentru aceasta caracteristica reacției de curent trebuie să treacă prin punctele C și K .

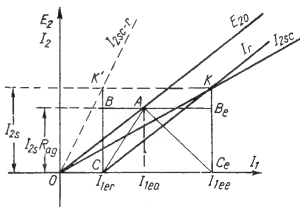


Fig. 10.12. Determinarea reacției de curent prin compararea triunghiului caracteristic natural cu cel rezultat.

Avînd caracteristica reacției pozitive, factorul acesteia pentru schema reprezentată în fig. 10.2 se calculează cu formula :

$$\gamma = r_1 \left(\frac{I_{1ee} - I_{1er}}{I_{2s}} \right). \quad (10.16)$$

Reacția negativă după tensiunea generatorului servește la micșorarea abaterilor remanente ale vitezei motorului. Ea este utilă și pentru micșorarea influenței histerezei MEA și a generatorului. Reacția de tensiune este echivalentă cu reacția după t.e.m. a gene-

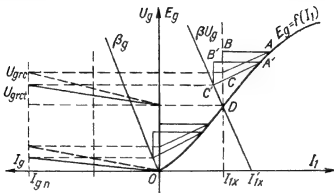


Fig. 10-13. Construcția grafică pentru determinarea tensiunii generatorului când există reacție pozitivă de curent și reacție negativă de tensiune după schema reprezentată în fig. 10-2.

ratorului și o reacție pozitivă suplimentară după curentul motorului. Neglijînd abaterea vitezei motorului datorită componentei de curent a reacției după tensiunea generatorului se va examina determinarea aproximativă a factorului acesteia din urmă, considerînd-o ca reacția după t.e.m. a generatorului.

Aprecierea efectului reacției după t.e.m. a generatorului poate fi făcută atît analitic cît și cu ajutorul unei construcții grafice suplimentare reprezentate în fig. 10.13.

La examinarea analitică, factorul de reacție după tensiunea generatorului poate fi determinat din condiția unui anumit grad de micșorare a abaterii vitezei motorului cînd se introduce această reacție :

$$\delta_{min} = \frac{\Delta n_{rct}}{\Delta n_{rc}} = \frac{\left[1 - \gamma \frac{k_{e0} k_g}{r_2} \left(1 + \left(1 - \frac{r_{2g}}{r_2} \right) \frac{\beta r_2}{\gamma} \right) \right]}{(1 + \beta k_e k_g) \left(1 - \gamma \frac{k_{e0} k_g}{r_2} \right)}, \quad (10.17)$$

de unde factorul de reacție de tensiune poate fi obținut aproximativ din relația :

$$\beta = \frac{1 - \delta_{min}}{k_{e0} k_g \left(\delta_{min} + \frac{1 - r_{2g}/r_2}{1 - \gamma k_{e0} k_g / r_2} \right)} . \quad (10.18)$$

În cazul construcției grafice (fig. 10.13) în primul cadran se trasează caracteristica de mers în gol a cascadei MEA — generator, în al doilea — caracteristicile externe ale generatorului când există numai reacția de curent și caracteristica necesară în cazul când există ambele reacții : pozitivă după curentul motorului și negativă după tensiunea generatorului. Construcția are ca scop găsirea unei astfel de caracteristici de reacție negativă RT , pentru care se obține caracteristica externă necesară a generatorului. Pentru a micșora pînă la zero abaterea vitezei motorului pentru valorile medii ale semnalului de comandă (fig. 10.11), triunghiul caracteristic ABC trebuie coborît cu valoarea $\Delta E = c_e \Delta n'$. În noua sa poziție $A'B'C'$ punctele C' și D determină caracteristica reacției rigide după tensiunea generatorului. Rezolvînd împreună triunghiurile ABD și $A'C'D$ se obține următoarea expresie pentru factorul de reacție rigidă după tensiunea generatorului :

$$\beta = 1 + \frac{I_s (2r_{2g} + \gamma k_{e0} k_g) - I_{ee} r_1 k_{e0} k_g}{C_e \Delta n'} . \quad (10.19)$$

Precizarea ulterioară a factorilor de reacție β și γ se efectuează la lucrările experimentale de punere la punct.

Calculul parametrilor reacțiilor din grupa a doua de sisteme se efectuează plecînd de la o serie de puncte caracteristice date ale caracteristicilor de funcționare necesare ale acționării.

Ca schemă tip se va examina comanda mașinilor electrice pentru obținerea caracteristicilor de funcționare ale acționării cu limitarea cuplului de sarcină (vezi fig. 10.3). Această schemă conține o reacție negativă de limitare a curentului de sarcină și o reacție neliniară după tensiunea generatorului. Caracteristicile statice ale schemei date se pot obține grafic printr-o construcție reprezentată în fig. 10.14.

În construcția grafică se presupune că tensiunea de comparație din circuitul reacției de limitare de curent este aleasă în mod corespunzător și că această reacție nu acționează asupra vitezelor de lucru. Se presupune de asemenea că rezistențele

de comandă al MEA I_{1s} pentru mersul în gol al acționării. Trăsând o dreaptă prin punctul A și vârful C_0 al triunghiului caracteristic pentru curentul de limitare, se obține caracteristica reacției neliniare după tensiunea generatorului. În intervalul de sarcină de la curentul de tăiere pînă la curentul de scurtcircuit, reacția neliniară de tensiune nu acționează și tensiunea generatorului este determinată de acțiunea reacției de limitare a curentului. Pentru curentul de scurtcircuit tensiunea U_L a generatorului este determinată de punctul L' . Trăsând o orizontală prin punctul L' pînă la intersecția cu linia αI_{1c} a curentului înfășurării de referință a MEA, se obține un punct pentru construirea triunghiurilor caracteristice. Pe linia αI_{1s} în punctul C_0 se construiește triunghiul caracteristic natural $A_0B_0C_0$. Apoi în vârful A_0 al acestui triunghi se trasează cel de-al doilea triunghi caracteristic corectat $A_kB_kC_k$ avînd în vedere acțiunea reacției de curent. Construcția triunghiului $A_kB_kC_k$ se face cu ajutorul catetei C_kB_k și a punctului de intersecție al orizontalei trasate prin vârful B_k cu caracteristica de mers în gol a cascadei MEA — generator. Cateta C_kB_k este proporțională cu diferența dintre curentul de scurtcircuit și cel de limitare ($I_{sc} - I_{lim}$), și poate fi determinată din relația

$$B_c C_k = B_0 C_0 \left(\frac{I_{sc}}{I_{lim}} - 1 \right).$$

Pentru curentul de limitare triunghiul caracteristic corectat degenerază într-un punct și tensiunea generatorului este determinată de punctul C_0 .

Parametrii echivalenți ai reacției neliniare după tensiunea generatorului, conform construcției din fig. 10.14, se determină cu următoarele relații:

tensiunea de comparație

$$U_{cv} = U_{c0} \left(\frac{W_{rt} r_1}{W_1 r_{rt}} \right); \quad (10.20)$$

factorul de reacție

$$k\beta = \left[\frac{(\alpha - 1) I_{1s}}{E_{r0} - U_0} \right] \left(\frac{W_{rt} r_1}{W_1 r_{rt}} \right). \quad (10.21)$$

Parametrii reacției de curent se determină din compararea triunghiului caracteristic natural cu cel necesar printr-o construcție auxiliară (fig. 10.15).

În diagrama triunghiurilor caracteristice (fig. 10.15) se determină mai întâi caracteristica de scurtcircuit a reacției necesare de curent. $I_{gk} r = f_2 / I_{1s}$, iar apoi se trasează caracteristica reacției de curent $\gamma I_g = f_r (I_{1s})$.

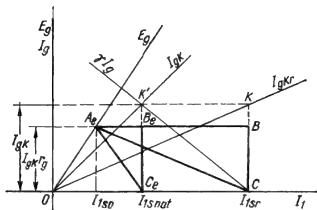


Fig. 10-15. Determinarea reacției de curent prin compararea triunghiurilor caracteristice pentru schema din fig. 10-3.

Factorul reacției de curent se determină după panta caracteristicii reacției și poate fi calculată din următoarea relație :

$$k_{\gamma} = \frac{W_{rc}}{W_1} \cdot \frac{m_{I1}}{m_{Ig}} \arctg \gamma = \left(\frac{I_{1sr} - I_{1s \text{ not}}}{I_{gk}} \right) \left(\frac{W_{rc}}{W_1} \right). \quad (10.22)$$

Tensiunea de comparație din circuitul reacției de curent se determină din relația :

$$U_{CI} = k_{\gamma} I_{lim} \left(\frac{W_1}{W_{rc}} \right) r_{rc}. \quad (10.23)$$

La calculele de verificare cu metoda expusă mai sus se pot construi caracteristicile statice ale sistemului luându-se în considerație și histereza mașinilor.

Calculul parametrilor reacțiilor celei de-a treia grupe de sisteme de comandă cu mașini electrice se efectuează plecând de la punctele caracteristice date ale caracteristicilor dinamice dorite. Ca exemplu tip pentru această grupă de sisteme se va examina schema pentru forțarea proceselor de pornire în sistemul G-M de curent continuu (vezi fig. 10.4).

Punctele caracteristice ale caracteristicii dinamice dorite a sistemului de forțare de obicei sînt : punctul primului maxim al tensiunii de excitație, punctul tensiunii de excitație minime, cores-

punzător cuplului dinamic prescris la pornire și punctul de suprimare a forțării (cel de-al doilea maxim al tensiunii de forțare LMN din fig. 10.1, c).

Utilizarea intensă a proprietăților motorului în regimurile de pornire cu forțare se realizează prin încărcarea continuă a acestuia cu curentul maxim admis în tot timpul pornirii. Pentru asigurarea unui astfel de proces, în sistemul G-M tensiunea de excitație a generatorului trebuie să varieze după legea :

$$\alpha U_{erg} = \frac{I_2 R_2}{k_g} \left[\left(\frac{T_g + T_M}{T_M} \right) + \frac{t}{T_M} \right]. \quad (10.24)$$

Ritmul maxim de creștere a curentului motorului în primul moment de pornire se realizează prin aplicarea la înfășurarea de excitație a generatorului a tensiunii maxime posibile (primul vîrf al tensiunii de excitație). Pentru reducerea cît mai rapidă a forțării la suprimarea forțării este de dorit să se creeze un vîrf invers de scurtă durată cu tensiunea maximă de excitație pentru timpul de trecere a sistemului în regimul de funcționare cu viteza staționară (punctul S în fig. 10.1, c).

Ajustarea procesului descris de variație a tensiunii generatorului în timpul pornirii acționării cu forțare (vezi fig. 10.4) se realizează cu ajutorul transformatorului de stabilizare TS . Suprimarea forțării în schema examinată se efectuează cu ajutorul reacției de limitare a tensiunii generatorului.

Caracteristicile statice ale sistemului se construiesc în funcție de tensiunea generatorului. Traducînd caracteristica dinamică dată a pornirii acționării (vezi fig. 10.1, c) în coordonatele tensiunii generatorului se obține caracteristica statică necesară a excitației acestuia (fig. 10.16), cu ajutorul căreia se efectuează toate calculele ulterioare.

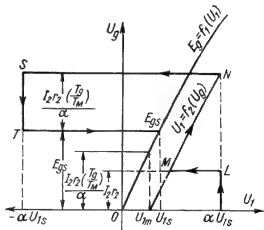


Fig. 10-16. Caracteristicile statice ale sistemului de comandă cu mașini electrice pentru forțarea proceselor după graficul optim reprezentat în fig. 10-1, c .

După cum rezultă din fig. 10.16, tensiunea de excitație în intervalul de t.e.m. a generatorului egală cu $I_{2M}r_2$ trebuie să rămână la nivelul maxim αU_{1S} pentru creșterea curentului în circuitul G-M pînă la valoarea I_{2M} în timpul cel mai scurt. Deoarece se poate considera că curba de creștere a vitezei acționării, în cazul pornirii fără forțare este deplasată față de curba de creștere a t.e.m. a generatorului cu valoarea $t_3 \approx T_M$, timpul de creștere a curentului în sistemul G-M, în cazul pornirii cu forțare trebuie să fie de cel puțin

$$t_3 \geq \frac{T_g T_M}{T_g - T_M} \ln \frac{T_g}{T_M}. \quad (10.25)$$

Apoi, în intervalul de timp propriu al pornirii sistemului pînă în momentul suprimării forțării (de la M la N) tensiunea de excitație trebuie să crească liniar o dată cu tensiunea generatorului cu un surplus.

$$U_{1m} = \frac{I_{2M} r_2}{\alpha k_g} \left(\frac{T_g}{T_M} \right). \quad (10.26)$$

La sfîrșitul intervalului de pornire, în punctul N de suprimare a forțării, tensiunea de excitație a generatorului nu trebuie să depășească valoarea maximă αU_{1c} :

$$\alpha U_{1c} k_g = E_{gn} + I_e r_2 \left(\frac{T_g}{T_M} \right); \quad (10.27)$$

de aici coeficientul de forțare al sistemului G-M de curent continuu poate fi determinat de relația

$$\alpha = \frac{I_{2M} r_2}{E_{gn}} \left(\frac{T_g}{T_M} \right) + 1. \quad (10.28)$$

Evident că creșterea curentului în sistemul G-M pînă la valoarea dată I_{2M} pentru coeficientul de forțare dat, α , se produce automat, deoarece coeficientul de forțare necesar al primului maxim este:

$$\alpha_1 = \frac{I_{2M} r_2}{E_{gn}} \left(\frac{T_g}{T_M} \right) < \alpha. \quad (10.29)$$

După terminarea pornirii sistemului în punctul N de suprimare a forțării se aplică dezexcitarea totală a generatorului pentru micșorarea rapidă a tensiunii pînă la valoarea staționară U_{1S} .

Construcția caracteristicilor statice pentru calculul parametrilor sistemului de comandă al acționării G-M cu forțare și cu limitare printr-o reacție blocată este reprezentată în fig. 10.17.

Construcția se efectuează în coordonatele U_g și U_1 pentru pornirea acționării la mers în gol. Pe diagramă în primul rînd se trasează caracteristica t.e.m. a generatorului în funcție de tensiunea de excitație a acestuia. Apoi, după curentul dinamic dat de pornire I_{2M} , plecînd de la condiția de menținere constantă a acestei valori în timpul pornirii, se construiește curba tensiunii MEA cu cîmp transversal în funcție de tensiunea generatorului. Cu formula arătată mai sus (10.28) se calculează coeficientul de forțare α și se trasează linia tensiunii excitației de referință αU_{1S} . Apoi, se calculează căderea de tensiune din circuitul indusurilor sistemului G-M și se determină punctul L de tăiere al primului maxim al curbei tensiunii totale de excitație a generatorului. Apoi se determină valoarea U_{1M} a excitației suplimentare a generatorului pentru pornire cu curentul I_{2M} dat și se trasează dreapta MN de variație a tensiunii de excitație în intervalul de pornire a acționării. Procesul de pornire se va termina în punctul N de intersecție a liniei de variație a tensiunii cu linia tensiunii de referință, unde trebuie să se producă suprimarea forțării.

Suprimarea forțării este realizată de către reacția de limitare a tensiunii generatorului. Pentru utilizarea completă a posibilităților sistemului de excitație după înlăturarea forțării, tensiunea maximă de excitație trebuie să fie egală și de semn contrar cu tensiunea de referință (punctul S în fig. 10.17). Astfel linia reacției de limitare trebuie să treacă prin punctul forțării maxime S și al tensiunii staționare E_s a generatorului. Punctul Q de inter-

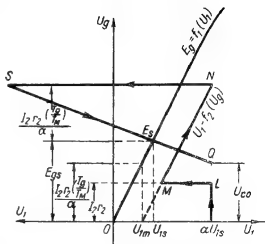


Fig. 10.17. Caracteristicile statice ale sistemului de comandă cu mașini electrice pentru forțarea proceselor cu conectare bruscă a reacției de limitare.

Suprimarea forțării este realizată de către reacția de limitare a tensiunii generatorului. Pentru utilizarea completă a posibilităților sistemului de excitație după înlăturarea forțării, tensiunea maximă de excitație trebuie să fie egală și de semn contrar cu tensiunea de referință (punctul S în fig. 10.17). Astfel linia reacției de limitare trebuie să treacă prin punctul forțării maxime S și al tensiunii staționare E_s a generatorului. Punctul Q de inter-

secție a liniei reacției cu linia tensiunii excitației de referință, evident va determina tensiunea de comparație, creată de generatorul de comandă GCT, pentru obținerea nivelului necesar în circuitul reacției de limitare a forțării.

După panta liniei reacției de limitare a forțării, factorul de tensiune al acesteia poate fi determinat din relația :

$$\beta = (\alpha - 1) \cdot \frac{U_{1c}}{(E_s - U_{e0})} \quad (10.30)$$

Trebuie menționat că pentru asigurarea funcționării prescrise a schemei, reacția de suprimare a forțării trebuie să fie de tip releu în raport cu viteza motorului principal.

În schemele de comandă cu forțare a sistemului G-M (vezi fig. 10.4), reacția de suprimare a forțării se realizează de la generator și intră în funcțiune când valoarea tensiunii acestuia este aproape de cea staționară. În acest caz caracteristicile statice ale sistemului de comandă cu mașini electrice se obțin ca cele reprezentate în fig. 10.18, a. Dacă gradul de forțare α rămâne același ca și în cazul ideal, limitarea intervine cu mult înaintea

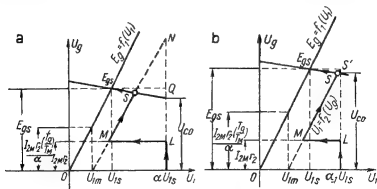


Fig. 10-18. Caracteristicile statice ale sistemului de comandă cu mașini electrice pentru forțarea proceselor tranzitorii cu suprimarea forțării printr-o simplă reacție de limitare a tensiunii generatorului ;
a — pentru coeficientul de forțare α optim; b — pentru coeficientul de forțare α corectat.

momentului atingerii tensiunii maxime de excitație αU_{ls} , adică pe porțiunea de funcționare rezerva de tensiune de excitație pentru forțare nu este utilizată complet. De aceea, în schema de forțare cu limitare realizată printr-o reacție blocată după tensiunea

generatorului, pentru același cuplu dinamic, coeficientul de forțare α' se ia de o valoare mai mică (fig. 10.18, *b*).

După al doilea maxim al tensiunii de excitație (punctul S') coeficientul de forțare se determină din următoarea relație :

$$\alpha' = \frac{I_2 M^2 r_2}{E_{gn}} \left(\frac{T_g}{T_M} \right). \quad (10.31)$$

Evident că acest coeficient de forțare va satisface și condiția primului maxim al tensiunii de excitație :

$$\alpha_1 = \frac{I_2 M^2 r_2}{E_{gn}} \left(\frac{T_g}{T_M} \right) = \alpha'. \quad (10.32)$$

Astfel, diagrama rațională de variație a tensiunii de excitație pentru forțarea proceselor tranzitorii după schema reprezentată în fig. 10.4, va fi diagrama reprezentată (din fig. 10.18, *b*). În conformitate cu această diagramă terminarea pornirii are loc fără forțarea dezexcitării sistemului în urma cărui fapt trecerea la starea de regim a acționării la sfârșitul pornirii va fi întrucîtva întîrziată. Tensiunea de limitare a forțării se alege cît mai apropiată de tensiunea generatorului, însă pentru a evita suprareglele posibile acestea se limitează de obicei la aproximativ 0,9—0,95 din E_{gs} . Factorul de reacție negativă după tensiunea generatorului pentru limitarea forțării excitației se determină în acest caz în mod analog cu formula anterioară

$$\beta' = (\alpha' - 1) \frac{U_{1s}}{(E_{gs} - E_{c0})}. \quad (10.33)$$

După calculul coeficienților de forțare α sau α' și de reacție β sau β' , se aleg parametrii necesari ai transformatorului de stabilizare. Caracteristica unui astfel de transformator se determină plecînd de la caracteristica de timp necesară a tensiunii de excitație a generatorului.

B. Caracteristicile statice și parametrii elementelor dispozitivelor de reglaj cu mașini electrice

În marea majoritate a cazurilor subansamblurile sistemelor de reglaj cu mașini electrice sînt realizate ca regulatoare statice datorită rapidității și siguranței în funcționare a acestora. De aceea, mai jos se examinează numai caracteristicile statice și calculul parametrilor reguletoarelor statice cu mașini electrice.

Pentru regulatoarele statice o mărime caracteristică în regimurile staționare de funcționare este eroarea lor relativă de menținere a mărimii reglate :

$$\delta_x = \frac{\Delta x_r}{\Delta x_n}; \quad (10.34)$$

unde Δx_r este abaterea mărimii reglate ;

Δx_n — abaterea mărimii reglate în cazul funcționării fără regulator.

Ca exemplu tipic se va examina schema acționării cu regulator cu mașini electrice (vezi fig. 10.9) pentru lărgirea gamei de reglaj a vitezei.

În subgama vitezelor mici schema dată asigură funcționarea acționării sub acțiunea semnalului de referință luat de la divizorul de tensiune P_2 și comparat cu semnalul reacției tahometrice. Circuitul regulatorului de tensiune cu reostatul P_1 este deschis și sistemul funcționează cu MEA cu o reacție negativă puternică de tensiune.

Luînd în considerație acțiunea reacției rigide, tensiunea la ieșirea mașinii electrice amplificatoare se determină din ecuația :

$$U_e = \frac{k_{e0} U_c}{1 + k_{e0} \left[\frac{W_{04}}{W_{01}} \left(\frac{r_{01}}{r_{01} + r_{01}} \right) \right]} = k'_{e0} U_c. \quad (10.35)$$

După cum rezultă din ecuația (10.35), valoarea echivalentă a factorului de amplificare de tensiune a MEA se determină din relația :

$$k'_{eM} = \frac{k_{e0}}{1 + k_{e0} \left[\frac{W_{04}}{W_{01}} \left(\frac{r_{01}}{r_{01} + r_{01}} \right) \right]}. \quad (10.36)$$

Înlocuind MEA cu reacție rigidă de tensiune cu o MEA echivalentă fără reacție, însă cu un factor echivalent de amplificare de tensiune, pentru acționarea cu regulator de viteză cu mașini electrice se poate scrie următorul sistem de ecuații :

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= U_{p2} - k_{tg} n \pm \Delta U_{tg}; \\ E_{e0} &= k_{ae} k'_{e0} (U_{p2} - k_{tg} n \pm U_{tg}); \\ M &= k_M I_a \frac{E_g - k_e n}{r_m + r_e + k_{ic} (1 - \epsilon)}. \end{aligned} \right\} \quad (10.37)$$

Rezolvînd acest sistem de ecuații în raport cu viteza motorului acționării, se obține expresia :

$$n_{stat} = \frac{\frac{k_{ae}k'_{e0}}{k_e} U_{p2}}{\left(1 + \frac{k_{ae}k'_{e0}k_g}{k_e}\right)} - \frac{\left(\frac{r_n + r_e + k_{tk}(1-\epsilon)}{k_e k_M}\right) M}{1 + \frac{k_{ae}k'_{e0}k_{tg}}{k_e}} \pm \frac{\frac{k_{ae}k'_{e0}}{k_e} \Delta U_{tg}}{1 + \frac{k_{ae}k'_{e0}k_{tg}}{k_e}}. \quad (10.38)$$

Prima componentă a ecuației (10.38) reprezintă valoarea staționară a vitezei la mersul în gol ideal al acționării pentru un semnal constant dat U_{p2} :

$$n_0 = \frac{\frac{k_{ae}k'_{e0}}{k_e} U_{p2}}{1 + \frac{k_{ae}k'_{e0}k_{tg}}{k_e}}, \quad (10.39)$$

unde k_{ae} este factorul de amplificare de tensiune al amplificatorului electric al regulatorului;

k'_{e0} — factorul de amplificare de tensiune echivalent al MEA cu cîmp transversal;

k_e — coeficient de proporționalitate dintre t.e.m. a motorului și viteza axului mecanismului executor;

k_{tg} — coeficient de proporționalitate dintre tensiunea tahogeneratorului și viteza de rotație a axului mecanismului executor.

Cea de-a doua componentă a ecuației (10.38) reprezintă eroarea statică de menținere a vitezei acționării pentru sarcina dată M la arborele mecanismului executor :

$$\Delta n_M = \frac{\left(\frac{r_m + r_e + k_{tk}(1-\epsilon)}{k_e k_M}\right) M}{1 + \frac{k_{ae}k'_{e0}k_{tg}}{k_e}}, \quad (10.40)$$

unde $k_{tk} = r_1 \cdot k_{e0} \cdot k_{31}$ este coeficientul t.e.m. a MEA datorită compensării fluxului longitudinal al reacției indusului acesteia ;

- ϵ este gradul de compensare a fluxului longitudinal al reacției indusului MEA ;
- k_M — coeficientul de proporționalitate dintre curentul indusului motorului și cuplul la axul mecanismului executor.

Cea de-a treia componentă a ecuației (10.38) reprezintă eroarea de menținere a vitezei acționării datorită abaterei de la proporționalitate dintre tensiunea tahogeneratorului și viteza la arborele mecanismului executor :

$$\Delta n_{tg} = \frac{\pm \Delta U_{tg}}{\frac{k_e}{k_{ae} k_{e0}} + k_{tg}} . \quad (10.41)$$

Ultima componentă Δn_{tg} a ecuației (10.38) reprezintă eroarea sistemului și poate fi micșorată pînă la o valoare minimă prin alegerea corespunzătoare a raportului de transmisie dintre axul mecanismului executor și axul tahogeneratorului. Într-adevăr, coeficientul k_{tg} este determinat de relația :

$$k_{tg} = q_{tg} c_{tg} , \quad (10.42)$$

în care q_{tg} este raportul de transmisie dintre viteza axului mecanismului executor și viteza axului tahogeneratorului ;

- c_{tg} — coeficientul de proporționalitate dintre t.e.m. și viteza tahogeneratorului.

Prin urmare, cu ajutorul reductorului cu raportul de transmisie q_{tg} se poate aduce întotdeauna funcționarea tahogeneratorului în gama de viteze unde eroarea acestuia este minimă, adică :

$$q_{tg} = \frac{n_{tg \text{ opt}}}{n_{M \text{ min}}} ; \quad (10.43)$$

în care $n_{tg \text{ opt}}$ este viteza de rotație optimă a tahogeneratorului pentru care eroarea acestuia $\pm \Delta U_{tg}$ are valoarea minimă ;

- $n_{M \text{ min}}$ — viteza minimă de rotație a mecanismului executor.

Componenta de sarcină reprezintă eroarea de bază a sistemului cu regulator de viteză cu mașini electrice și conform ecuației

(10.40) este determinată de factorul de amplificare total al sistemului :

$$k = k_{ae} k'_{e0} \frac{k_{tg}}{k'_e} . \quad (10.44)$$

Într-adevăr, componenta de sarcină a abaterii vitezei acționării fără regulator se calculează cu formula :

$$\Delta n_{Mn} = \frac{[r_m + r_e + k_{IK}(1-s)] M}{k_e k_M} , \quad (10.45)$$

de unde eroarea relativă a abaterii vitezei acționării cu regulator se determină din relația :

$$\delta n = \frac{\Delta n_{Mr}}{\Delta n_{Mn}} = \frac{1}{1 + k_{ae} k'_{e0} \frac{k_{tg}}{k'_e}} = \frac{1}{1+k} . \quad (10.46)$$

Astfel, dînd valoarea admisă Δn_{Mr} a abaterii la acționarea cu regulator cu mașini electrice și cunoscînd abaterea naturală Δn_{Mn} pentru viteza de rotație minimă, se poate calcula factorul de amplificare al sistemului pentru care va fi asigurată precizia dată :

$$k \geq \left(\frac{\Delta n_{Mn}}{\Delta n_{Mr}} - 1 \right) , \quad (10.47)$$

unde

$$\Delta n_{Mn} = \frac{[r_m + r_e + k_{IK}(1-s)] I_n n_n}{U_n n_{min}} . \quad (10.48)$$

Factorul de amplificare necesar al regulatorului cu mașini electrice pentru asigurarea menținerii vitezei cu precizia prescrisă se realizează prin alegerea corespunzătoare a factorului de amplificare echivalent k'_{e0} al MEA și k_{ae} a amplificatorului electronic auxiliar.

Valoarea factorului de amplificare echivalent al MEA, fiind cunoscută valoarea sa naturală, depinde de intensitatea reacției rigide de liniarizare. În majoritatea schemelor reguletoarelor cu mașini electrice raportul dintre factorul de amplificare natural și cel echivalent al MEA se alege în următoarele limite :

$$\frac{k_{e0}}{k'_{e0}} \leq (1,2 \dots 1,25) ; \quad (10.49)$$

deci factorul reacției de liniarizare a MEA se determină din relația :

$$k_r = \left[\frac{w}{w_1} \left(\frac{r_{01}}{r_{01} + r_{01}} \right) \right] = (0,2 \dots 0,25) k_{e0}. \quad (10.50)$$

Plecînd de la valoarea aleasă a factorului de amplificare cu cîmp transversal, factorul de amplificare al amplificatorului electronic auxiliar pentru asigurarea preciziei date de menținere a vitezei de către regulatorul cu mașini electrice, se determină din ecuația :

$$k_{ae} = \frac{k}{k_{e0} \frac{k_{tg}}{k_e}}. \quad (10.51)$$

În această expresie k_e cuprinde raportul de transmisie q_r al reductorului de putere prin modificarea căruia se poate varia factorul de amplificare al sistemului și prin urmare și precizia de funcționare a acestuia.

C. Caracteristicile statice și parametrii elementelor sistemelor electromecanice de urmărire

Calculul caracteristicilor statice ale sistemelor de urmărire electromecanice se efectuează plecînd de la valorile date ale erorilor de redare a unghiurilor la viteza maximă de variație a unghiului de referință dat și la cuplul de sarcină maxim la axul motorului :

$$\theta_{adm} \leq \theta_{stat} = \theta_0 + \theta_M. \quad (10.25)$$

Ca schemă tip se va examina schema sistemului de urmărire electromecanic (vezi fig. 10.10) cu dispozitiv de măsurare a unghiurilor cu selsinuri. Pentru sistemul dat cînd funcționează în regimul mișcării staționare la variația uniformă a unghiului de referință cu viteza constantă ω_r , se pot scrie următoarele ecuații :

$$\left. \begin{aligned} \theta &= \theta_r - \theta_0; \\ U_s &= k_s (q_s \theta \pm \theta_s); \\ E_e &= k_{ae} k_{e0} U_s = E_m + I_m [r_n + r_e + k_{ik} (1 - \epsilon)]; \\ M'_m &= k_M I_m = k_M \left(\frac{E_e - k_e \omega_r}{r_m + r_e + k_{ik} (1 - \epsilon)} \right). \end{aligned} \right\} \quad (10.53)$$

Rezolvînd aceste ecuații în raport cu valoarea staționară a erorii $\theta = \theta_{staf}$, se obține următoarea relație :

$$\theta_{staf} = \frac{k_e \omega_r}{q_s k_s k_{ae} k_{e0}} + \frac{[r_m + r_e + k_{ic}(1-\varepsilon)] M_s}{q_s k_s k_{ae} k_{e0} k_M} \pm \frac{\theta_s}{q_s} \quad (10.54)$$

Prima componentă a relației (10.54) reprezintă componenta de viteză a erorii sistemului la redarea unghiului de referință, care variază cu viteza constantă $\omega_r = \text{const}$ adică :

$$\theta_{\omega} = \frac{k_e \omega_r}{q_s k_s k_{ae} k_{e0}}, \quad (10.55)$$

unde q_s este raportul de transmisie dintre unghiul de neconcordanță dintre axul de referință și cel al mecanismului executor și unghiul de neconcordanță al axelor selsinurilor dispozitivului de măsurat ;

k_s — coeficient de proporționalitate dintre tensiunea dispozitivului de măsurat cu selsinuri și unghiul dintre axele selsinurilor ;

k_e — coeficient de proporționalitate dintre t.e.m. a motorului și viteza la axul mecanismului executor ;

k_{ae} și k_{e0} — factorul de amplificare de tensiune al amplificatorului electronic și al mașinii electrice amplificatoare.

Cea de-a doua componentă din formula (10.54) reprezintă componenta de sarcină a erorii, adică :

$$\theta_M = \frac{[r_m + r_e + k_{ic}(1-\varepsilon)] M_s}{q_s k_s k_{ae} k_{e0} k_M}, \quad (10.56)$$

unde $k_{ic} = r_1 k_{ea} k_{31}$ este coeficientul componentei t.e.m. a MEA datorită necompensării fluxului longitudinal al reacției indusului ;

ε — gradul de compensare a fluxului longitudinal al reacției indusului MEA ;

k_M — coeficient de proporționalitate dintre curentul indusului motorului și cuplul la axul mecanismului executor.

Cea de-a treia componentă din expresia (10.54) reprezintă eroarea datorită impreciziei cu care axurile selsinurilor urmăresc

axurile mecanismului de referință și al celui executor, așa-numita eroare proprie a sistemului :

$$\theta_q = \pm \frac{\theta_s}{q_s}. \quad (10.57)$$

Micșorarea erorii proprii a sistemului pînă la o anumită valoare minimă se realizează prin utilizarea unui dispozitiv goniometric cu două canale cu selsinuri. În acest dispozitiv există un al doilea complet de selsinuri (canalul de precizie), care este legat cu completul principal printr-un reductor cu un raport de transmisie corespunzător q_{ts} .

De exemplu, dacă eroarea proprie este $\theta_q = \theta_s = \pm 1^\circ$, pentru micșorarea acestei erori pînă la $\theta_{qts} = \pm 2'$ raportul de transmisie dintre completul de selsinuri principali și cel de precizie se adoptă egal cu :

$$q_{ts} = \frac{\theta_s}{\theta_{qts}} = \frac{60}{2} = 30.$$

Pe această cale eroarea proprie a sistemelor de urmărire poate fi micșorată pînă la o valoare foarte mică.

Componentele de viteză și de sarcină ale erorii sistemului de urmărire pot fi reduse pînă la limita necesară, prin mărirea factorului calității al sistemului.

Prin factor de calitate al sistemului de urmărire, după cum s-a arătat mai sus, se înțelege raportul dintre viteza axului de intrare și eroarea de viteză a sistemului :

$$D = \frac{\omega_r}{Q_\omega} = \frac{q_s k_s k_a k_e k'_{e0}}{k_e}. \quad (10.58)$$

Componenta de viteză a erorii sistemului poate fi exprimată cu ajutorul factorului de calitate, prin relația următoare :

$$\theta_\omega = \frac{\omega_r}{D}. \quad (10.59)$$

Componenta de sarcină a erorii sistemului de urmărire se exprimă cu ajutorul factorului de calitate în modul următor :

$$\theta_M = \frac{1}{D} \left(\frac{[r_m + r_e + k_i c (1 - s)] M_s}{k_e k_M} \right). \quad (10.60)$$

Astfel, la parametrii constanți ai motorului și ai circuitului de sarcină al MEA, cum se întâmplă totdeauna în practică, eroarea de sarcină a sistemului de urmărire este determinată complet prin factorul de calitate.

Deoarece și eroarea de viteză și cea de sarcină ale sistemului de urmărire sînt determinate de factorul de calitate D , valoarea acestuia se prescrie de obicei în condițiile tehnice de proiectare.

Dacă se dă factorul de calitate, factorul necesar de amplificarea de tensiune al amplificatorului electronic se determină din relația :

$$k_{ae} = \frac{k_e D}{q_s k_s k'_{e0}}, \quad (10.61)$$

unde k'_{e0} corespunde în cazul general factorului echivalent al MEA avînd în vedere acțiunea reacției de liniarizare :

$$k'_{e0} = \frac{k_{en}}{1 + k_{e0} k_r}.$$

Dacă în locul factorului de calitate se prescrie unghiul de neconcordanță admis θ_{admis} la viteza ω_r și cuplul M_s , mai întîi se calculează factorul de calitate cu formula

$$D = \frac{\omega_r + \left(\frac{r_m + r_e + k_{ik}(1-s)}{k_e k_M} \right) M_s}{\theta_{adm}}. \quad (10.63)$$

Trebuie avut în vedere că factorii k_e și k_M conțin raportul de transmisie q_r al reductorului de putere, prin varierea căruia în anumite limite, se poate modifica valoarea erorii staționare a sistemului.

Plecînd de la faptul că $k_e = q_r c_e$ și că $k_M = q_r c_M$, se poate determina valoarea minimă a erorii staționare la valori date ale factorilor de amplificarea ai sistemului, raportul de transmisie optim al reductorului de forță determinîndu-se din relația :

$$q_{r(opt)} = \sqrt{\frac{r_m + r_e + k_{ik}(1-s)}{c_e c_M}} \frac{M_s}{\omega_r}. \quad (10.64)$$

Această relație arată că la sarcinile mari și la viteze mici de urmărire raportul de transmisie q_r trebuie să fie relativ mare și invers.

10.4. Calculul proceselor tranzitorii din sistemele de automatizare cu mașini electrice amplificatoare cu cîmp transversal după funcțiile de transfer generalizate

Calculul proceselor tranzitorii din sistemele de automatizare cu mașini electrice are o particularitate specifică în legătură cu modificările intermediare ale schemelor funcționale datorită acțiunii reacțiilor de limitare de diferite tipuri.

Calculul analitic al acestor sisteme se efectuează pe intervale separate cu structură constantă. Racordarea părților procesului din intervalele de timp separate se realizează avînd în vedere condițiile inițiale diferite de zero ale fiecărui interval.

În fiecare interval de structură constantă toate caracteristicile elementelor sînt considerate liniare, cu coeficienți statici și dinamici constanți.

După cum se știe, funcția de transfer generalizată a sistemului liniar cu condițiile inițiale diferite de zero, poate fi obținută plecînd de la funcția de transfer a sistemului cu condiții inițiale nule.

În cazul condițiilor inițiale diferite de zero, transformata Laplace a derivatelor este determinată de următoarele relații :

$$\left. \begin{aligned} \Delta [f'(t)] &= pF(p) - f(0); \\ \Delta [f''(t)] &= p^2 F(p) - pf'(0) - f''(0); \\ \Delta [f^{(n)}(t)] &= p^n F(p) - \sum_{k=1}^n f^{(k-1)}(0) p^{(n-k)}. \end{aligned} \right\} \quad (10.65)$$

Dacă sistemul acționării automatizate cu mașini electrice conține o serie de elemente legate în serie, din care o parte este cuprinsă de o reacție, funcția de transfer poate fi scrisă sub următoarea formă :

$$\frac{Y(p)}{X_1(p)} = \frac{W_r(p)}{1 + W_c(p) W_e(p)} = W_0(p). \quad (10.66)$$

În forma desfășurată sistemul (10.65) poate fi reprezentat prin următoarea relație :

$$A_r(p) [B(p) C(p) \mp k_c k_e] Y(p) = k_r B(p) C(p) X_1(p), \quad (10.67)$$

sau

$$[D(p) \mp k_c k_e A_r(p)] Y(p) = k_r G(p) X_1(p). \quad (10.68)$$

De aci expresia generală pentru funcția de transfer generalizată se obține sub forma :

$$Y(p) = W_0(p) X_1(p) + \frac{W_0(p)}{W_r(p)} \left[\frac{D'(p)}{D(p)} y(0) + \frac{D''(p)}{D(p)} y'(0) + \dots \right] +$$

$$+ \frac{W_c(p) W_e(p)}{1 + W_c(p) W_e(p)} \times \left[\frac{A_r'(p)}{A_r(p)} y(0) + \frac{A_r''(p)}{A_r(p)} y'(0) + \dots \right] -$$

$$- W_0(p) \left[\frac{G'(p)}{G(p)} X_1(0) + \frac{G''(p)}{G(p)} X_1'(0) \dots \right]. \quad (10.69)$$

Deoarece sistemul acționării automatizate funcționează de obicei sub influența unor semnale în formă de salt unitar, care are toate derivatele egale cu zero, expresia funcției de transfer generalizate în acest caz se poate simplifica :

$$Y(p) = W_0(p) \left[X_1(p) - \frac{G'(p)}{G(p)} X_1(0) \right] + \frac{W_0(p)}{W_r(p)} \frac{\sum_{k=1}^n D^k y^{(k-1)}(0)}{L(p)} +$$

$$+ \frac{G(p)}{1 + G(p)} \cdot \frac{\sum_{i=1}^m A_r^i y^{(i-1)}(0)}{A_r(p)}; \quad (10.70)$$

aici $X_1(0)$; $y^{(k-1)}(0)$; $y^{(i-1)}(0)$ sînt valorile mărimilor la începutul procesului în intervalul de timp examinat.

Dacă se utilizează metoda frecvențelor pentru determinarea proceselor tranzitorii din sistemele cu condiții inițiale diferite de zero, trebuie să se traseze caracteristicile de frecvență generalizate. Aceste caracteristici pot fi reprezentate sub formă de sumă a caracteristicii de frecvență naturale și a caracteristicilor de frecvență datorită condițiilor diferite de zero.

Caracteristica de frecvență reală generalizată, evident poate fi de asemenea reprezentată ca suma caracteristicii de frecvență reale $P_e(\omega)$ și a caracteristicilor de frecvență reale ale funcțiilor de transfer ale condițiilor inițiale $P_{0i}(\omega)$, adică :

$$R(\omega) = P_n(\omega) + \sum_{i=1}^m P_{0i}(\omega). \quad (10.71)$$

Relația (10.71) permite utilizarea metodelor cunoscute de determinare a caracteristicilor de frecvență reale ale sistemului pentru condițiile inițiale nule și la sistemele cu condiții inițiale diferite de zero.

Modul de determinare a procesului tranzitoriu prin metoda frecvențelor în sistemul cu condiții inițiale diferite de zero se reduce deci la următoarele :

1. în conformitate cu schema funcțională se trasează separat CLA și CLF ale sistemului pentru condițiile inițiale nule, și CLA și CLF ale funcțiilor condițiilor inițiale diferite de zero;

2. cu ajutorul nomogramei din fig. 1.19 se găsesc componentele caracteristicii reale generalizate $P_n(\omega)$ și $\sum_{i=1}^m P_{0i}(\omega)$, care însumate grafic dau caracteristica de frecvență reală generalizată a sistemului la condițiile inițiale date diferite de zero;

3. pentru determinarea aproximativă a procesului tranzitoriu din sistem, caracteristica de frecvență reală generalizată obținută se împarte grafic într-o serie de caracteristici în formă de trapez;

4. pentru fiecare din caracteristicile de frecvență reale în formă de trapez, folosind tabelele funcțiilor h , se determină componentele procesului tranzitoriu. Coloana necesară din tabela funcțiilor h se alege după coeficientul unghiular al caracteristicilor $\chi = \frac{\omega_d}{\omega_0}$ (10.21). Valorile ordonatelor și timpului obținute din tabelă

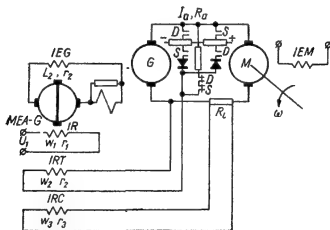


Fig. 10-19. Sistemul G-M cu reacție negativă rigidă de curent și cu reacție de limitare a tensiunii.

se recalculează corespunzător parametrilor caracteristicii de frecvență în formă de trapez inițiale după relațiile :

$$y_x = h_x P_x(0); \quad (10.72)$$

$$t_x = \frac{t_{hx}}{\omega_0}; \quad (10.73)$$

5. însumînd ordonatele proceselor tranzitorii, determinate pentru caracteristicile în formă de trapez, se obține curba procesului tranzitoriu aproximativ, din sistemul dat, cu condițiile inițiale diferite de zero.

Valorile inițiale ale variabilelor care intră în funcțiile condițiilor inițiale se determină din caracteristicile acestor mărimi în intervalul precedent de funcționare al sistemului ca valori ale mărimilor corespunzătoare în momentul $t = t_{lim}$. Natural că pentru găsirea valorilor inițiale ale mărimilor pentru intervalul dat de funcționare al sistemului, în intervalul precedent trebuie să fie determinate procesele tranzitorii ale mărimilor de ieșire ale tuturor elementelor sistemului.

Pentru elementele de gradul II, în afara valorii inițiale a mărimii propriu-zise, este necesară și determinarea primei derivate a acesteia, care poate fi efectuată ușor direct din caracteristicile în formă de trapez.

Intr-adevăr, variația mărimilor sistemului în porțiunea θ a procesului tranzitoriu se determină prin caracteristicile de frecvență reale corespunzătoare $P_{i0}(\omega)$ din relația :

$$y_i(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{P_{i0}(\omega)}{\omega} \sin t\omega d\omega. \quad (10.74)$$

Derivata acestei mărimi se obține sub forma :

$$\frac{dy_i(t)}{dt} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} P_{i0}(\omega) \cos t\omega d\omega. \quad (10.75)$$

Dacă se înlocuiește caracteristica de frecvență reală $P_{i0}(\omega)$ cu suma a m caracteristici în formă de trapez, expresia derivatei mărimii examinate poate fi reprezentată sub formă aproximativă :

$$\frac{dy_i(t)}{dt} \approx \frac{2}{\pi} \sum_{j=1}^m P_j(0) \frac{\sin \omega_j t}{\omega_j t} \cdot \frac{\sin \gamma_j t}{\gamma_j t}. \quad (10.76)$$

Înlocuind în expresia (10.76) valoarea timpului $t = t_{lim}$ se obține expresia finală pentru determinarea derivatei mărimii inițiale a elementului respectiv al sistemului :

$$\left(\frac{dy_i(t)}{dt} \right)_{t=t_{lim}} = \frac{2}{\pi} \sum_{j=1}^m P_j(0) \frac{\sin \omega_j t_{lim}}{\omega_j t_{lim}} \cdot \frac{\sin \gamma_j t_{lim}}{\gamma_j t_{lim}}. \quad (10.77)$$

Valorile ω_f și γ_f se determină grafic pentru fiecare caracteristică de frecvență în formă de trapez după cum se arată în fig. 10.21.

După cum se vede din cele expuse, necesitatea determinării valorilor inițiale ale mărimilor face rezolvarea problemei pro-

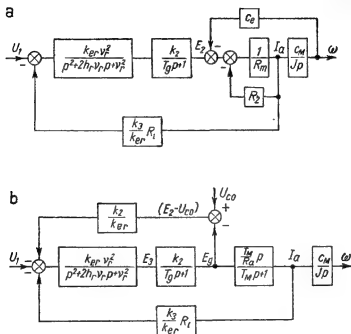


Fig. 10-20. Schemele funcționale ale sistemului G-M cu o reacție de curent și o reacție de limitare de tensiune:

a — până la intrarea în funcțiune a reacției de limitare; b — după intrarea în funcțiune a reacției de limitare de tensiune.

ceselor tranzitorii prin metoda frecvențelor mai laborioasă însă trebuie avut în vedere că și în cazul rezolvării analitice există aceeași dificultate. Deoarece în sistemul acționării electrice automatizate cu reacții de limitare pot avea loc variații în salturi ale mărimilor, riguros vorbind, în funcțiile de transfer generalizate trebuie să ne folosim întotdeauna numai de valorile inițiale ale mărimilor. De obicei, însă, se cunosc valorile preinițiale ale mărimilor, adică, valorile acestora la sfârșitul intervalului de timp precedent.

Dacă sistemul examinat este simplu, adică ecuațiile diferențiale ale acestuia nu au operatori diferențiali în partea dreaptă, condițiile inițiale corespund celor preinițiale.

Dacă însă sistemul examinat conține operatori diferențiali în partea dreaptă a ecuației, în momentul aplicării perturbației unele derivate, iar uneori și chiar coordonatele pot efectua variații în salturi. În acest caz, valorile inițiale ale mărimilor se pot deosebi de cele preinițiale.

Pentru utilizarea condițiilor preinițiale, în calculul regimurilor tranzitorii se utilizează metoda determinării proceselor după ecuațiile diferitelor elemente, deoarece elementele elementare care formează sistemul fac parte din cele simple și pentru acestea condițiile preinițiale sînt concomitent și inițiale.

Se va examina sistemul G-M de curent continuu, reprezentat în fig. 10.19. Pornirea acestui sistem se face cu forțare care se suprimă cînd viteza acționării atinge o valoare corespunzătoare tensiunii de limitare. Pînă în momentul limitării, schema funcțională a acționării poate fi reprezentată ca în fig. 10.20, *a*, iar din momentul începerii acțiunii reacției de limitare, ca în fig. 10.20, *b*.

Pentru prima etapă de funcționare a sistemului la pornire, condițiile inițiale sînt nule și ecuațiile pentru curentul și viteza motorului pot fi scrise sub forma :

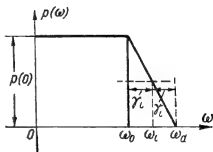


Fig. 10-21. Caracteristica reală de frecvență elementară în formă de trapez pentru obținerea procesului tranzitoriu după tabelele funcțiilor *h*.

$$\omega'(p) = \frac{k_{er} v_r^2 \frac{k_g}{C_{1m}} U_1(p)}{(p^2 + 2h_r v_r p + v_r^2) (T_g p + 1) (T_M p + 1) + k_3 k_g k_{er} v_r^2 T_M p} ; \quad (10.78)$$

$$I_a'(p) = \frac{k_{er} v_r^2 \frac{k_g}{R_e} T_M p U_1(p)}{(p^2 + 2h_r v_r p + v_r^2) (T_g p + 1) (T_M p + 1) + k_3 k_g k_{er} v_r^2 T_M p} . \quad (10.79)$$

Pentru cea de-a doua etapă, după intrarea în funcțiune a reacției de limitare, ecuația sistemului se scrie avînd în vedere condițiile inițiale diferite de zero.

$$\left. \begin{aligned} E_{3e}'' &= \frac{k_{er} U_1 + (k_{er} U_{10} - E_{3e0}) + p E_{3e0} / \nu_r^2}{\frac{p^2}{\nu_r^2} + 2 \frac{h_r}{\nu_r} p + 1}; \\ E_g''(p) &= \frac{k_g E_{3e}'' + (k_g E_{3e0} - E_{g0})}{T_g p + 1}; \\ I_a''(p) &= \frac{\frac{E_g''}{R_a} T_M p - I_{a0}}{T_M p + 1}; \\ \omega''(p) &= \frac{e_{2m} I_a'' + c_{2m} I_{a0}}{Jp}. \end{aligned} \right\} \quad (10.80)$$

În aceste ecuații se consideră că,

$$\left. \begin{aligned} (E_{3e0} - E_{3e}'')_0 &= 0; \\ (p E_{3e0} - p E_{3e}'')_0 &= 0; \\ (E_{g0} - E_g'')_0 &= 0; \\ (I_{a0} - I_a'')_0 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (10.81)$$

Rezolvarea ecuațiilor de mai sus la tensiune constantă a semnalului de referință U_1 dă următoarele expresii pentru curentul și pentru viteza motorului cînd sistemul funcționează în cea de-a doua etapă în intervalul de timp de la $t_2 = t_{lim}$ pînă la $t_2 = \infty$:

$$\begin{aligned} \omega''(p) &= \frac{\frac{k_g}{c_{1m}} (k_{er} U_{01} - E_{3e0}) + \frac{1}{c_{1m}} (k_g E_{3e0} - E_{g0}) \left(\frac{p^2}{\nu_r^2} + 2 \frac{h_r}{\nu_r} p + 1 \right) +}{(T_M p + 1) (T_g p + 1) \left(\frac{p^2}{\nu_r^2} + 2 \frac{h_r}{\nu_r} p + 1 \right) + k_2 k_g (T_M p + 1) + k_3 k_g k_R T_M p} \rightarrow \\ &\rightarrow \frac{+ \frac{1}{c_{1m}} \frac{k_g}{\nu_r^2} p E_{3e0} - \frac{I_{a0} R_a}{c_{1m}} \left[(T_g p + 1) \left(\frac{p^2}{\nu_r^2} + 2 \frac{h_r}{\nu_r} p + 1 \right) + k_2 k_g + k_3 k_g k_R \right]}{1}; \end{aligned} \quad (10.82)$$

$$I_a''(p) = \frac{T_M p \frac{k_g}{R_a} (k_{er} U_1 - E_{3e0}) + \frac{T_M p}{R_a} (k_g E_{3e0} - E_{g0}) \left(\frac{p^2}{v_r^2} + 2 \frac{h_r}{v_r} p + 1 \right) +}{(T_M p + 1) (T_p p + 1) \left(\frac{p^2}{v_r^2} + 2 \frac{h_r}{v_r} p + 1 \right) + k_2 k_g (T_M p + 1) + k_3 k_g k_R T_M p} + \frac{T_M p \frac{k_g}{R_a} p E_{3e0} - I_{a0} \left[(T_g p + 1) \left(\frac{p^2}{v_r^2} + 2 \frac{h_r}{v_r} p + 1 \right) + k_2 k_g \right]}{1} \quad (10.83)$$

Procesele celei de-a doua etape calculate după aceste ecuații încep de la o nouă origine a coordonatelor ω_0 ; I_{a0} ; t_{lim} corespunzătoare coordonatelor proceselor examinate la sfârșitul primei etape.

Valorile inițiale ale mărimilor tensiunii mașinii electrice amplificatoare E_{3e0} și pE_{3e0} , a tensiunii generatorului E_{g0} și a curentului I_{a0} se determină în prima etapă de funcționare a sistemului în momentul $t = t_{lim}$.

Curentul I_{a0} al motorului se determină direct din ecuația (10.79) în momentul $t = t_{lim}$. Tensiunile E_{g0} , E_{3e0} și pE_{3e0} se determină din examinarea suplimentară a proceselor tranzitorii corespunzătoare din primul interval de funcționare al sistemului.

Ecuațiile pentru tensiunea MEA și a generatorului în prima etapă de funcționare se determină ușor plecând de la faptul că pentru orice mărime a sistemului închis polinomul caracteristic rămâne neschimbat, variind doar funcția de excitare, adică numărătorul funcției de transfer.

Pe această cale funcția de transfer pentru t.e.m. a generatorului în prima etapă de funcționare a sistemului se obține sub următoarea formă :

$$E_g'(p) = \frac{k_{er} v_r^2 k_g (T_M p + 1) U_1(p)}{(p^2 + 2h_r v_r p + v_r^2) (T_g p + 1) (T_M p + 1) + k_3 k_g k_R v_r^2 T_M p}, \quad (10.84)$$

iar funcția de transfer pentru t.e.m. a MEA cu cîmp transversal :

$$E_{3e}'(p) = \frac{k_{er} v_r^2 (T_M p + 1) (T_g p + 1) U_1(p)}{(p^2 + 2h_r v_r p + v_r^2) (T_g p + 1) (T_M p + 1) + k_3 k_g k_R v_r^2 T_M p}, \quad (10.85)$$

Pentru rezolvarea ecuațiilor operaționale obținute se caută mai întâi rădăcinile ecuațiilor caracteristice pentru primul și al doilea interval de funcționare al sistemului iar apoi, folosind

teorema descompunerii, se determină expresiile pentru procesele tranzitorii ale mărimilor corespunzătoare :

pentru primul interval :

$$[E'_{3e}; E'_g; I'_a; \omega'] = f_1(t); \quad (10.86)$$

pentru cel de-al doilea interval :

$$[I''_a; \omega''] = f_2(t). \quad (10.87)$$

Procesul tranzitoriu din sistem se trasează pe porțiuni : în prima etapă — în intervalul de timp de la $t=0$ la $t=t_{tm}$ cu ecuația (10.86), iar în cea de-a doua etapă — de la $t=t_{tm}$ la $t=\infty$ cu ecuația (10.87).

Dacă în sistemul de comandă se utilizează mai multe limi-tări, în mod corespunzător crește și numărul etapelor în care se împarte examinarea procesului tranzitoriu.

10.5. Direcții noi în dezvoltarea sistemelor de automatizare cu mașini electrice amplificatoare

Direcțiile noi în dezvoltarea sistemelor de automatizare cu mașini electrice sînt determinate de tendința generală a construcției de mașini moderne și a tehnologiei proceselor de fabricație spre ridicarea în continuare a productivității muncii și a calității producției. Acționărilor electrice ca instalații ce asigură pe de o parte, mișcările principale de lucru ale mașinii, iar pe de altă parte, mișcările de comandă ale diferitelor avansuri, li se impun condiții de specializare în continuare a caracteristicilor de funcționare, de mărire a rapidității și preciziei de redare a mișcărilor prescrise, cît și de lărgire a gamei de reglaj a vitezei. Satisfacerea acestor condiții se face prin introducerea pe scară largă în sistemele moderne de acționare : a dispozitivelor amplificatoare funcționale pentru obținerea unor caracteristici de lucru speciale, a dispozitivelor de programare dinamică pentru mărirea rapidității sistemului și a dispozitivelor de comandă discretă pentru lărgirea gamei de reglare a vitezei și pentru mărirea preciziei de redare a mișcărilor prescrise.

În fig. 10.22 este reprezentată schema funcțională de comandă utilizînd un amplificator funcțional (AF) pentru obținerea unor caracteristici statice speciale ale acționării, la realizarea formei acestor caracteristici prin intermediul unei combinații de reacții

crează dificultăți suplimentare în sistem datorită înrăutățirii condițiilor stabilității dinamice. În afară de aceasta, în acest caz unele reacții trebuie făcute foarte puternice și trebuie folosite incomplet posibilitățile acționării în procesele tranzitorii. Formarea semnalului de comandă într-un amplificator funcțional special corespunzător cu valorile mărimilor controlate permite utilizarea completă a mașinii de acționare atât în regimurile statice cât și în cele dinamice. Sistemul devine mai simplu din punct de vedere al structurii, capătă o stabilitate dinamică ridicată cât și o elasticitate la lucrările de reglaj. Utilizarea dispozitivelor funcționale pentru obținerea unor caracteristici speciale ale acționării deschide perspective largi pentru îmbunătățirea calităților de funcționare ale acestei clase de acționare electrică.

Pentru asigurarea calităților dinamice ridicate, în sistemele moderne de acționare electrică prin combinarea reacțiilor se creează anumite modificări temporare ale excitației în timpul regimurilor tranzitorii, ceea ce duce la realizarea forțării proceselor tranzitorii. Efectul maxim al acestei forțări se realizează pentru o anumită variație optimă a tensiunii de excitație în timpul proceselor tranzitorii. Cu ajutorul reacțiilor însă, o astfel de variație optimă a excitației nu poate fi creată întotdeauna așa încât practic posibilitatea de forțare a proceselor de acționare nu este de regulă complet utilizată.

Tinzând spre utilizarea maximă a posibilităților acționării în regimurile dinamice, pentru obținerea unei variații optime a tensiunii de excitație în decursul proceselor tranzitorii, în ultimul timp au început să se utilizeze dispozitive de programare dinamică, (DPD).

Dispozitivul de programare dinamică (fig. 10.23) conține blocurile amplificatoarelor de calcul ale interogatoarelor cu acțiune continuă împreună cu elemente bistabile și alte elemente de calcul; acest dispozitiv prelucrează semnalul care variază după o diagramă optimă pentru forțarea proceselor tranzitorii la acționarea dată. Limitarea forțării și trecerea funcționării acționării

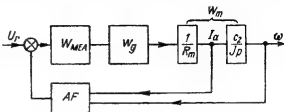


Fig. 10.22. Schema funcțională de comandă ce utilizează un amplificator funcțional (AF) pentru obținerea unor caracteristici statice speciale ale acționării.

În regim staționar sînt realizate cu ajutorul reacției de limitare după un parametru care determină terminarea procesului tranzitoriu.

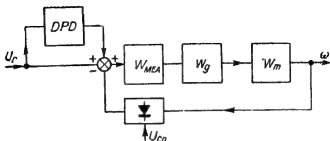


Fig. 10-23. Schema funcțională de comandă a proceselor de pornire reversoare și frinare ale acționării cu utilizarea dispozitivelor de programare dinamică (DPD).

Utilizarea dispozitivelor de programare dinamică deschide perspective largi pentru ridicarea la maximum a rapidității acționărilor electrice și a productivității utilajelor tehnologice.

Lărgirea gamei de reglaj a vitezei acționării deschide o largă perspectivă pentru realizarea regimurilor tehnologice optime ale utilajelor. Pentru acest caz se prevede o gamă de reglaj mai mare de 1 000.

Gama de reglaj după cum se știe, este limitată de vitezele cele mai mici, a căror limită este pusă de rigiditatea caracteristicilor mecanice ale acționării. Creșterea rigidității pentru lărgirea gamei de reglaj a vitezei se realizează prin introducerea în sistemul de comandă a autoreglajului vitezei. În cazul lărgirii gamei de reglaj peste 1 000, dispozitivele discriminatoare obișnuite, cu utilizarea tahogeneratoarelor cu sau fără colectoare pentru blocurile de menținere a vitezei, nu corespund deoarece eroarea proprie a acestora depășește eroarea admisibilă de menținere a vitezei. De aceea, în ultimul timp se fac încercări de a utiliza pentru reglarea cu mare precizie a vitezei la acționările cu gamă lărgită de reglaj, dispozitive tahometrice discrete, care în principiu dau posibilitatea de a măsura viteza cu orice precizie prescrisă.

În cazul general de utilizare a dispozitivului tahometric discret (fig. 10.24), stabilizarea vitezei acționării se realizează în modul următor. Nivelul vitezei este dat de semnalul U_r , care se aplică direct la intrarea sistemului. Concomitent cu aplicarea semnalului de referință la intrare, în dispozitivul codificator DC are

loc transformarea vitezei date într-o serie de impulsuri corespunzătoare acestei viteze. Viteza reală de rotație a axului motorului acționării este măsurată de un traductor cu impulsuri și prin

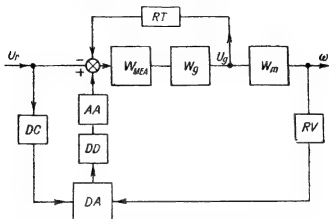


Fig. 10-24. Schema funcțională a acționării cu stabilizare precisă a vitezei cu ajutorul unui regulator discret:

DC — dispozitiv pentru codificarea semnalului de referință; **RV** — reacția tahometrică cu impulsuri; **DA** — dispozitiv de calcul (aritmetic); **DD** — dispozitiv decodificator în tensiune; **AA** — amplificator auxiliar.

circuitul reacției de viteză cu impulsuri se aplică la sistemul de comandă. Numărul de impulsuri corespunzător vitezei prescrise și celei reale a acționării se compară în dispozitivul aritmetic de calcul **DA**, iar diferența lor prin decodificatorul **DD** și prin amplificatorul auxiliar **AA**, se aplică sistemului sub formă de semnal de corecție pentru înlăturarea abaterii vitezei de la valoarea prescrisă. Prin această metodă, în cazul unei sensibilități suficiente a sistemului, se poate realiza o stabilizare înaltă a vitezei acționării și poate fi mult lărgită gama de reglaj a acesteia.

Sistemele de urmărire cu dispozitive discrete de măsurare a unghiului (fig. 10.25) au început să fie utilizate în ultimii ani pentru mărirea preciziei de redare a deplasărilor prescrise în utilajele tehnologice. Unghiul de referință și unghiul redat se măsoară în aceste sisteme cu ajutorul unor dispozitive discrete speciale de măsurat, denumite traductoare „ax-număr”.

Deplasarea prescrisă acestui sistem de urmărire (fig. 10.25) prin intermediul comutatorului de programare **CP** se transformă într-o serie de impulsuri. Deplasarea mecanismului executor se măsoară cu traductorul unghiular cu impulsuri și prin circuitul reacției cu impulsuri **RI** ajunge la sistemul de comandă. În

dispozitivul de calcul DA apare diferența dintre numărul de impulsuri corespunzător poziției prescrise și cel al poziției reale a organului deplasat al utilajului tehnologic, care în dispozitivul de decodificare a mărimilor discrete în mărimi continue DD se trans-

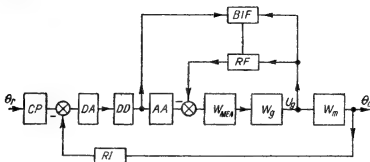


Fig. 10-25 Schema funcțională a sistemului de urmărire cu dispozitiv discret pentru măsurarea unghiurilor.

CP — comutator program; DA — dispozitiv de calcul (aritmetic); DD — dispozitiv decodificator în tensiune; AA — amplificator auxiliar; RI — reacție în impulsuri; BIF — bloc pentru începerea frînării; RF — relee de frinare.

formă într-o tensiune de neconcordanță. Această tensiune se aplică prin amplificatorul AA la intrarea sistemului și determină deplasarea organului acționat al mașinii într-o poziție corespunzătoare celei prescrise.

Pentru înlăturarea suprareglării la redarea semnalelor de neconcordanță în sistemele de urmărire discrete există de obicei un circuit auxiliar cu relee pentru comutarea acționării în regimul de frinare dinamică. În schema funcțională reprezentată în fig. 10.25 comanda frînării acționării pentru oprirea sistemului de urmărire fără suprareglare se realizează prin intermediul blocului de începere a frînării BIF (în care se compară semnalul de dezechilibru cu tensiunea motorului acționării) și a releului de frinare RF .

Sistemele discrete de urmărire capătă o dezvoltare deosebit de mare în legătură cu faptul că cu ajutorul acestora devine posibilă utilizarea largă a comenzii programate discret. În astfel de instalații impulsurile mișcării de referință sînt prelucrate pentru sistemul de urmărire în instalații de calcul numerice. Aceste impulsuri sînt aplicate fie direct la intrarea sistemului de urmărire discret, fie că se înregistrează pe o bandă magnetică sau pe o cartelă perforată și se calculează la intrarea sistemului.

Comanda programată discret deschide perspective uriașe atât din punct de vedere al preciziei de funcționare a sistemelor de acționare electrică, cât și din punctul de vedere al automatizării celor mai complicate operații tehnologice.

Comparând schemele funcționale generale reprezentate mai sus ce caracterizează tendințele dezvoltării în viitor a sistemelor de acționare electrică automatizată, este ușor de văzut că pentru realizarea unor idei noi de comandă circuitul principal de amplificare de putere al acționărilor trebuie să aibă o sensibilitate ridicată la semnalele de comandă și o eroare proprie foarte mică.

Condiții mai rigide impuse sensibilității și erorii proprii a circuitului amplificare de putere al acționărilor cu noile sisteme de comandă, se referă în primul rând, la amplificatoarele de putere principale.

În ultimul timp cel mai mult se utilizează, și într-o oarecare măsură se concurează între ele, amplificatoarele de putere cu mașini electrice amplificatoare de curent continuu speciale și cele cu redresoare ionice comandate.

Comparând sistemele de acționare automatizată cu mașini electrice amplificatoare și cu redresoare ionice trebuie menționate următoarele distorsiuni determinate de aceste elemente.

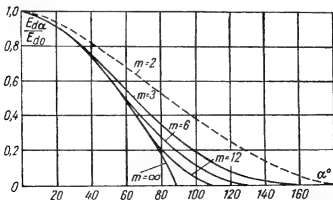


Fig 10-26. Caracteristicile de reglaj ale redresorului ionic comandat.

Saturarea circuitului magnetic și neliniaritatea contactelor la perii introduc distorsiuni în caracteristica de mers în gol a mașinilor electrice amplificatoare; o distorsiune asemănătoare, care apare datorită dependenței trigonometrice dintre tensiunea redresată și unghiul de întârziere a aprinderii (fig. 10.26 este proprie

și instalațiilor cu redresoare ionice. Din acest punct de vedere instalațiile cu mașini electrice amplificatoare pot fi considerate echivalente.

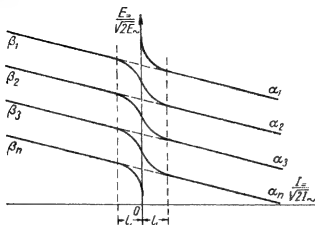


Fig. 10-27 Caracteristicile externe ale redresorului ionic comandat polifazat.

În sistemele cu mașini electrice amplificatoare în zona de reglaj profund al tensiunii apare o limitare în legătură cu trecerea în zona de insensibilitate, datorită tensiunii remanente din cauza histerzei sistemului magnetic al mașinii electrice amplificatoare.

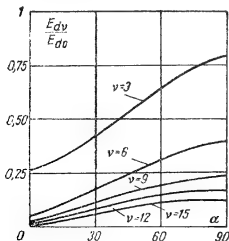


Fig. 10-28. Componentele armonice ale tensiunii redresate ale redresorului ionic hexafazat.

În mod corespunzător reglajului profund al tensiunii în sistemul cu redresoare ionice este limitat în legătură cu trecerea în zona curenților intermitenți. După cum se știe această zonă se caracterizează prin căderi de tensiune foarte mari (fig. 10.27) și un nivel mare al pulsațiilor (fig. 10.28), ceea ce practic exclude posibilitatea funcționării sistemului și limitează utilizarea acționărilor ionice.

Astfel, limitările în ceea ce privește lărgirea gamei de reglaj la sistemele de automatizare cu mașini electrice sînt mai puțin grave decît la sistemele cu redresoare ionice. De aceea, în prezent, pentru acționările cu gamă lărgită de reglaj se utilizează numai sistemele cu mașini electrice amplificatoare și chiar în sistemele cu acționare ionică se utilizează mașini survoltoare cu ajutorul cărora se asigură funcționarea la limita inferioară de reglaj a vitezei.

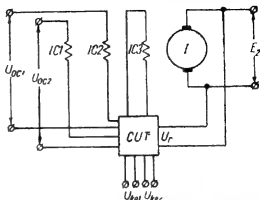


Fig. 10-29. Schema corectorului de urmărire pentru liniarizarea caracteristicilor mașinilor de curent continuu

Liniarizarea caracteristicilor și înlăturarea distorsiunilor neliniare, în elementele de putere ale acționării automatizate, în ultimul timp se realizează cu diferite tipuri de dispozitive suplimentare de corecție. În particular, drept astfel de dispozitive anuntie perspective le au așa-numitele corectoare de urmărire.

Corectoarele de urmărire compară semnalul de intrare cu cel de ieșire al elementului de liniarizat și emite un semnal de corecție pentru înlăturarea abaterii mărimii de ieșire.

În corectorul de urmărire CUT (fig. 10.29) se compară suma semnalelor de comandă (tensiunile magnetomotoare ale semnalelor de comandă IC1 și IC2) cu tensiunea de la bornele indusului mașinii. Abaterea tensiunii la bornele indusului mașinii de la valoarea corespunzătoare semnalului de comandă se aplică prin corectorul de urmărire la înfășurarea suplimentară de comandă a mașinii IC3, fapt care are ca urmare realizarea liniarizării caracteristicii acesteia.

În conformitate cu schema funcțională (fig. 10.30) a mașinii electrice amplificatoare cu un etaj sub formă de mașină cu mai multe înfășurări de curent continuu cu corector de urmărire, se pot scrie ecuații analoge cu cele ale schemei amplificatorului simplu cu reacție diferențială :

$$E_3 = k_{e0}U_4 + \alpha k_{k1}k_{e0}(U_1 - r_1\beta'E_3) \pm \Delta E_3. \quad (10.88)$$

Rezolvând această ecuație se obține următoarea expresie pentru tensiunea de la ieșirea MEA cu corector de urmărire :

$$E_3 = \frac{k_{e0}(1 + \alpha k_{k1}) U_1}{1 + \alpha \beta k_{k1} k_{e0}} \pm \frac{\Delta E_3}{1 + \alpha \beta k_{k1} k_{e0}} ; \quad (10.89)$$

unde $k_{Me} = \frac{\Delta E_3}{\Delta U_1} = \frac{\omega_{1ce}}{r_1}$ este factorul de amplificare al MEA pentru înfășurarea de comandă de referință ω_1 ;

$k_{k1} = \frac{\Delta I_{icg}}{\Delta I_{kc1}}$ — factorul de amplificare de curent al corectorului, raportat la înfășurarea de referință ω_1 a corectorului ;

$\alpha = \frac{\omega_2}{\omega_1}$ — coeficient de raportare a semnalului de corecție al MEA la înfășurarea de referință a MEA ;

$\beta' = k_r \frac{\omega_{k2}}{r_{k2} \omega_{k1}}$ — factorul semnalului reacției corectorului raportat la parametrii înfășurării de referință a corectorului ;

$\beta = \beta' r_1$ — factorul raportat al reacției corectorului ;
 k_r — coeficientul divizorului de tensiune de la ieșirea MEA, de la care se aplică semnalul de reacție la corector.

Pentru menținerea factorului de amplificare al MEA la o valoare constantă trebuie respectată următoarea condiție :

$$k_r \frac{\omega_{k2}}{r_{k2}} = \frac{\omega_{k1}}{r_{k0}} , \quad (10.90)$$

adică $\beta = \frac{1}{k_{e0}}$. Dacă se respectă această condiție, tensiunea de ieșire a MEA este determinată de relația :

$$E_3 = k_{e0} U_1 \pm \frac{\Delta E_3}{1 + \alpha k_{k1}} . \quad (10.91)$$

Această din urmă relație arată că micșorarea t.e.m. remanente până la orice valoare dată este posibilă prin mărirea factorului de amplificare k_{k1} al corectorului.

În afara micșorării substanțiale a valorii t.e.m. remanente a MEA, utilizarea corectoarelor de urmărire permite și o anu-

mită stabilizare a factorului de amplificare al MEA, micșorînd variațiile acestuia datorită acțiunii diferiților factori (saturație etc.).

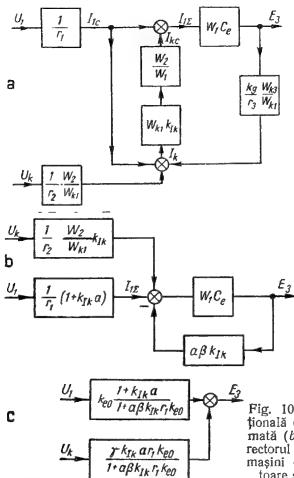


Fig. 10-30. Schema funcțională (a) și cea transformată (b) și (c) pentru corectorul de urmărire al unei mașini electrice amplificatoare simple cu un etaj.

Intr-adevăr, la reglarea MEA cu corector de urmărire pentru menținerea constantă a factorului de amplificare se obține următoarea relație :

$$k_{ek} = \frac{(k_{e0} \pm \Delta k_{e0}) (1 + \alpha k_{k1})}{1 + \alpha \beta k_{k1} (k_{e0} \pm \Delta k_{e0})} = k_{e0} \left[\frac{1 \pm \frac{\Delta k_{e0}}{k_{e0}}}{1 \pm \frac{\alpha k_{k1} \Delta k_{e0} / k_{e0}}{1 + \alpha k_{k1}}} \right] \approx k_{e0}. \quad (10.92)$$

În cazul unui factor de amplificare suficient de mare al corectorului, numitorul acestei expresii devine apropiat ca valoare de numărător, adică factorul de amplificare al sistemului se pastrează constant.

Mai trebuie menționat că prin înfășurările de comandă libere ale corectorului în sistem pot fi introduse și semnale suplimentare de comandă. În acest caz, MEA cu corector funcționează ca și cu amplificator auxiliar cu reacție puternică ce cuprinde etajul MEA și amplificatorul corectorului.

Tensiunea amplificatorului, când semnalul se aplică prin corector, este determinată de ecuația :

$$E_{ek} = \frac{\alpha \gamma k_{k1} k_{e0} U_{k0}}{1 + \alpha \beta k_{k1} k_{e0}}, \quad (10.93)$$

unde γ este coeficientul de raportare a semnalului de comandă aplicat la MEA prin corector.

$$\gamma = \frac{r_1 w_{k3}}{r_{k3} w_1}.$$

În cazul unui factor de amplificare mic al elementului liniarizat și al unui grad de precizie și liniarizării, influența semnalului de ieșire din amplificator este secundară și sistemul cu corector cu urmărire se transformă într-un sistem cu amplificator auxiliar cu reacție puternică.

În ultimul timp corectoarele de urmărire au început să fie utilizate și pentru stabilizarea separată a subansamblelor cu mașini electrice, de exemplu, pentru alimentarea automată a polilor auxiliari ai mașinilor electrice amplificatoare de mare putere, pentru stabilizarea gradului de compensare la mașinile electrice amplificatoare compensate și altele.

Utilizarea dispozitivelor corectoare de liniarizare și, în particular, a corectoarelor de urmărire în instalațiile cu redresoare ionice, în comparație cu instalațiile având mașini electrice amplificatoare, întâmpină dificultăți suplimentare importante condiționate de nivelul înalt al componentelor pulsatorii în tensiunea de ieșire și în curentul redresorului ionic, datorită cărora se complică foarte mult introducerea reacțiilor de corecție. De aceea, rezolvarea problemelor liniarizării caracteristicilor și a măririi sensibilității redresoarelor ionice, este deocamdată rămasă mult în urmă față de realizările în această direcție în sistemele cu mașini electrice amplificatoare.

Astfel, în prezent se pot menționa următoarele direcții de perspectivă în dezvoltarea sistemelor de automatizare cu mașini electrice ce utilizează mașini electrice amplificatoare.

În sistemele de acționare reglabilă cu stabilizare precisă a vitezei și în special cu ajutorul elementelor de reglaj discrete cu perspectivă ca și mai înainte sistemele de putere cu mașini electrice amplificatoare.

În sistemele cu urmărire cu acțiune discretă în afara acționării pas cu pas pentru urmărirea preciziei de funcționare au perspectivă și acționările de putere cu mașini electrice amplificatoare.

În sistemele de acționare automatizată cu dispozitive funcționale, pentru obținerea unor caracteristici statice speciale și în sistemele cu programare dinamică, pe lângă instalații de putere cu mașini electrice are perspectivă și utilizarea sistemelor de putere cu redresoare ionice. Aceste sisteme în viitorii ani vor concura iar sistemele cu mașini vor rămâne probabil în acele acționări unde utilizarea redresoarelor ionice este nerațională din considerente de exploatare.

Datele tehnice ale unor mașini

Tipul	Amplificator								
	Date nominale (la ieșire)					Numărul de înfășurări	Înfășurările		
	Tensiunea, V	Puterea, kW	Curentul, A	Viteza, rot/min	Curentul de scurt-circuit, A		Puterea nominală a unei înfășurări pentru		
							Înfășurări II, W	Înfășurări III, W	Înfășurări IV, W
ЭМУ-12-A	60 115	1,0 1,2	16,7 10,4	2 900	6,7 4,2	2—4	0,45	0,7	0,9
ЭМУ-12-Π	60	1,0	16,7	2 850	6,7	2—4	0,45	0,7	0,9
	115	1,0	8,7		4				
	115	1,2	10,4	4 000	4,2				
	115	1,5	13,0		5,2				
ЭМУ-25	115	1,2	10,4	—	3,2	2—4	0,5	0,75	0,9
	230	1,2	5,2	1 440	1,6				
	115	2,5	21,7	—	6,5				
	230	2,5	10,9	2 925	3,3				
ЭМУ-50	115	2,2	19,1	1 440	5,7	2—4	0,5	0,75	0,9
	230	2,2	9,6	—	2,9				
	230	4,5	19,6	2 935	5,9				
ЭМУ-70	115	3,5	30,4	—	7,6	2—4	0,5	0,75	0,9
	230	3,5	15,2	1 450	3,8				
	230	7,0	30,4	2 900	7,6				
ЭМУ-100	115	5,0	43,5	—	10,9	2—4	0,5	0,75	0,9
	230	5,0	21,7	1 450	5,4				
	230	10	43,5	2 900	10,9				
ЭМУ-110	230	11	47,8	1 450	9,6	2—4	0,5	0,75	0,9

Observație $I_{cn} = \sqrt{\frac{P_{cl}}{R_c}} + 10\%$

electrice amplificatoare

de comandă			Datele nominale ale motorului de acționare înglobat							
Raportul dintre curenții de co- mandă admisibil durată și cel nominal pentru			Felul curentului	Tensiunea, V	Schema de conectare a înfășurărilor sta- torului	Puterea absorbită kW	Curentul, A	Cos, φ	I/I_n la motorul tri- fazat	Randamentul gene- ratorului, %
Înfășurări II, W	Înfășurări III, W	Înfășurări IV, W								
9	7	5	Trifazat	127/220 220/380 127/220 220/380	Δ Y	1,65 1,9	9,2, 5,3 5,3/3,1 10,5/6 6/3,5	0,82 0,83	6,7 6	60 63
9	7	5	Continuu	110 220 110 220 110 110	— — —	1,7 2,06 2,4	15,5 7,7 15,5 7,7 18,6 21,8	— — —	— — —	59 60 62
9	7	5	—	—	—	—	—	—	—	68 74
9	7	5	—	—	—	—	—	—	—	78 80
9	7	5	—	—	—	—	—	—	—	78 80
9	7	5	—	—	—	—	—	—	—	81 84
9	7	5	—	—	—	—	—	—	—	82

Completurile înfășurărilor de comandă

Tipul	Numărul completului înfășurărilor de comandă	Numărul înfășurărilor de comandă	Datele principale					
			I înfășurare				II înfășurare	
			Numărul de spire al înfășurării	Rezistența înfășurării la 20°C, Ω	Curentul nominal de comandă, mA	Curentul de durată admis, mA	Numărul de spire al înfășurării	Rezistența înfășurării la 20°C
ЭМУ-12-А și ЭМУ-12-П	12-2-А	2	2 900	1 030	22	190	2 900	1 030
	12-2-Б	2	4 600	2 200	14	130	4 600	2 200
	12-2-В	2	4 800	2 600	13	117	4 800	2 600
	12-3-Г	3	3 000	1 550	21	145	3 000	1 550
	12-3-Д	3	2 350	1 340	27	135	2 350	1 340
	12-3-Е	3	500	161	170	200	370	84
	12-3-Ж	3	900	155	70	350	900	155
	12-4-З	4	675	184	94	240	900	155
ЭМУ-25	25-2-А	2	3 400	985	22	200	3 400	985
	25-2-Б	2	4 300	1 500	17	155	4 360	1 500
	25-2-В	2	6 600	3 310	11,5	105	6 600	3 310
	25-2-Г	2	8 000	5 000	9,5	85	8 000	5 000
	25-3-Д	3	2 600	1 065	28,5	150	2 600	1 065
	25-4-Е	4	500	37,2	145	720	330	18,5
	25-4-Ж	4	1 300	340	56	225	330	18,5
	25-4-З	4	3 200	1 820	23	115	330	18,5
	25-4-И	4	400	21,7	180	950	2 800	1 500
	25-4-К	4	5 000	2 920	14,5	85	500	131
	25-4-Л	4	1 300	340	56	225	330	18,5
	25-4-М	4	3 600	1 835	20	100	3 600	2 165
	25-4-Н	4	18	0,04	4 000	20 000	500	44,1
ЭМУ-50	50-2-А	2	3 420	1 000	22	200	3 420	1 000
	50-2-Б	2	3 720	1 500	13,5	175	3 720	1 500
	50-2-В	2	6 600	3 920	11,5	105	6 600	3 920
	50-4-Г	4	380	24,8	190	950	220	9,15
	50-4-Д	4	3 200	2 200	23	115	220	9,15
	50-4-Е	5	5 000	3 540	14,5	85	5 000	3 540
	50-4-Ж	4	2 800	1 540	26	120	2 800	1 770
	50-4-З	4	1 710	465	44	220	1 710	535
	50-4-И	4	2 750	1 500	27	120	2 300	1 000
	50-4-К	4	2 750	1 500	27	120	1 260	300
	50-4-Л	4	1 300	410	56	225	330	21,6
	50-4-М	4	380	24,8	190	950	15	0,04

ale unor mașini amplificatoare

ale înfășurărilor

surare		III înfășurare				IV înfășurare			
Curentul nominal de comandă, mA	Curentul de durată admis, mA	Numărul de spire al înfășurării	Rezistența înfășurării la 20°C	Curentul nominal de comandă, mA	Curentul de durată admis, mA	Numărul de spire al înfășurării	Rezistența înfășurării la 20°C, Ω	Curentul nominal de comandă, mA	Curentul de durată admis, mA
22	190	—	—	—	—	—	—	—	—
14	130	—	—	—	—	—	—	—	—
13	117	—	—	—	—	—	—	—	—
21	145	3 000	1 345	21	145	—	—	—	—
27	135	460	34,2	140	820	—	—	—	—
170	280	740	72	85	600	—	—	—	—
70	350	1 350	367	47	240	—	—	—	—
70	350	675	184	94	240	900	155	70	350
22	200	—	—	—	—	—	—	—	—
17	155	—	—	—	—	—	—	—	—
11,5	105	—	—	—	—	—	—	—	—
9,5	85	—	—	—	—	—	—	—	—
28,5	150	2 600	950	28,5	200	—	—	—	—
220	1 100	330	15,6	220	1 100	330	18,5	220	1 100
220	1 100	1 300	340	56	225	1 300	402	56	225
220	1 100	3 200	1 820	23	115	1 200	792	61	120
26	120	400	21,7	180	950	2 800	1 600	26	120
145	500	5 000	2 920	14,5	85	1 500	1 000	19	115
220	1 100	330	15,6	220	1 100	330	18,5	220	1 100
20	100	3 600	1 835	20	100	3 600	2 165	20	100
145	720	18	0,04	4 000	20 000	500	44,1	145	720
22	200	—	—	—	—	—	—	—	—
19,5	175	—	—	—	—	—	—	—	—
11,5	105	—	—	—	—	—	—	—	—
330	1 650	220	7,95	330	1 650	220	9,15	330	1 650
330	1 650	3 200	2 200	23	115	1 200	930	61	120
14,5	85	100	4,16	730	2 000	500	44,7	145	720
26	120	2 800	1 540	26	120	2 800	1 770	26	120
44	220	1 710	465	44	220	1 710	535	44	220
32	160	2 750	1 500	27	120	2 300	1 000	32	160
53	290	2 750	1 500	27	120	400	30	180	900
220	1 100	1 300	410	56	225	1 300	470	56	225
4 800	24 000	15	0,04	4 800	24 000	15	0,04	4 800	24 000

Completurile înfășurărilor de comandă

Tipul	Numărul completului înfășurărilor de comandă	Numărul înfășurărilor de comandă	Datele principale					
			I înfășurare				II înfăș	
			Numărul de spire al înfășurării	Rezistența înfășurării la 20°C, Ω	Curentul nominal de comandă, mA	Curentul de durată admis, mA	Numărul de spire al înfășurării	Rezistența înfășurării la 20°C
ЭМУ-7	70-2-A	2	3 600	1 000	22	200	3 600	1 000
	70-2-B	2	4 000	1 500	20	180	4 000	1 500
	70-4-B	4	3 600	1 950	22	120	2 000	800
ЭМУ-100	100-2-A	2	3 200	1 000	23	210	3 200	1 000
	100-4-B	4	230	8,16	320	1 600	460	37,2
	100-4-B	4	230	8,16	320	1 600	3 000	2 100
	100-4-Г	4	230	8,16	320	1 600	460	37,2
ЭМУ-110	110-4-A	4	230	4,9	400	2 000	450	22,4
	110-4-B	4	1 700	317	54	270	1 700	362
	110-4-B	4	230	4,9	400	2 000	230	5,6

Observația. 1. Toleranța la rezistențe +15%. 2. Toleranța la curentul nomi

Dimensiunile de

Tipul	Dimensiuni,												
	B ₁	B ₂	B ₄	B ₅	b	b ₁	C ₂	C ₁₁	C	d ₁	d	d ₄	d ₅
ЭМУ-12-A ЭМУ-12-П ЭМУ-25	— — 290	— — 70	— — 250	— — 150	— — 8	— — 8	— — 115	345 324 —	— — 125	— — 25	— — 25	— — 15	26
ЭМУ-50	290	70	250	150	8	8	115	—	125	25	25	15	
ЭМУ-70	360	80	290	187	10	8	125	—	155	30	35	19	26
ЭМУ-100	360	80	290	187	10	8	125	—	155	30	35	19	26
ЭМУ-110	450	90	322	220	14	14	160	—	190	45	45	28	30

ale unei mașini amplificatoare

ale înfășurărilor

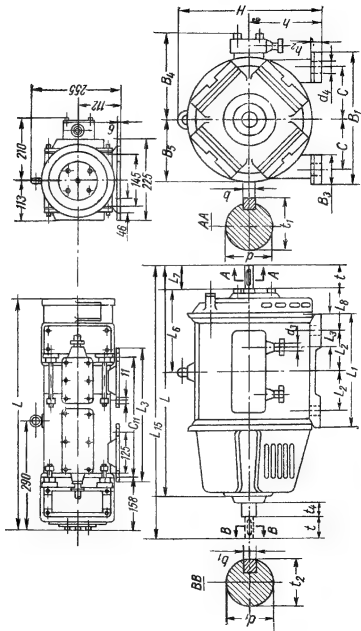
șurare		III înfășurare				IV înfășurare			
Curentul nominal de comandă, mA	Curentul de durată admis, mA	Numărul de spire al înfășurării	Rezistența înfășurării la 20°C	Curentul nominal de comandă, mA	Curentul de durată admis, mA	Numărul de spire la înfășurării	Rezistența înfășurării la 20°C, Ω	Curentul nominal de comandă, mA	Curentul de durată admis, mA
22 20 40	200 180 180	— — 3 600	— — 1 950	— — 22	— — 120	— — 330	— — 24	— — 240	— — 960
23 160 25 160	210 800 120 800	— 230 230 460	— 8,16 8,16 32,6	— 320 320 160	— 1 600 1 600 800	— 460 3 000 460	— 37,2 2 100 37,2	— 160 25 160	— 800 120 800
200 54 400	1 000 270 2 000	460 1 700 230	19,6 317 4,9	200 54 400	1 000 270 2 000	460 1 700 460	22,4 362 22,4	200 54 200	1 000 270 1 000

nal de comandă +10%.

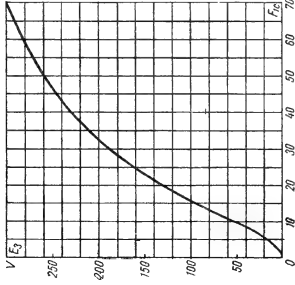
gabarit ale MEA

mm														Greutatea kg
H	h	h ₂	L	L ₁	L ₂	L ₃	L ₄	L ₅	L ₆	L ₇	L ₈	L ₉	t	t ₂
—	—	—	605	—	385	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	635	—	365	—	—	—	—	—	—	—	—	—
341	150	25	515	276	70	193	64	82	586	60	2	28	28	100
341	150	25	589	276	70	229	66	120	600	60	2	28	28	125
422	190	25	654	300	80	238	82	115	750	80	6	38,5	33	195 197
422	190	25	714	300	80	268	82	145	810	80	6	38,5	33	225 227
525	225	30	926	390	90	350	114	194	1 031	110	6	49	49	380 382

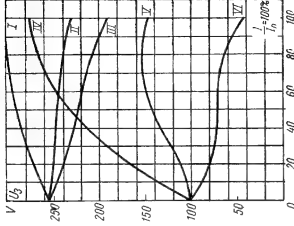
Schița MEA din seria 3MY



Caracteristica universală de mers în gol a mașinilor electrice amplificate s'andardizate din seria 3MY pentru $U_n=230$ V

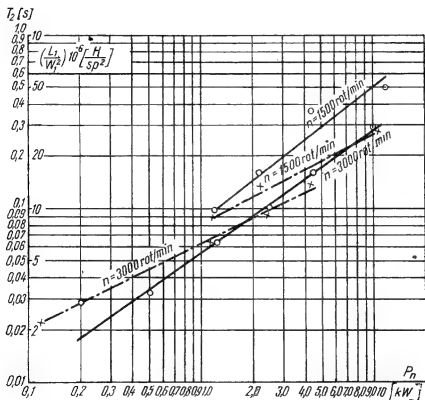


Caracteristicile externe ale mașinilor electrice amplificate s'andardizate din seria 3MY pentru $U_n=230$ V



I-IV — la supracompensare ($r_s - r_{s\max}$),
 II-V — la compresiune critică;
 III-VI — la subcompensare ($r_s - r_{s\min}$).

Valorile medii ale caracteristicilor parametrilor mașinilor electrice
amplificatoare din seria 3MY

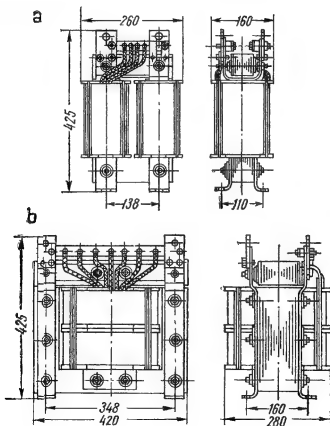


L — caracteristicile constantei de timp T_2 [s] (linie continuă);
2 — caracteristicile inductanței specifice a înfășurărilor de comandă [H/sp^2] (linie punctată).

Datele tehnice ale transformatoarelor de stabilizare

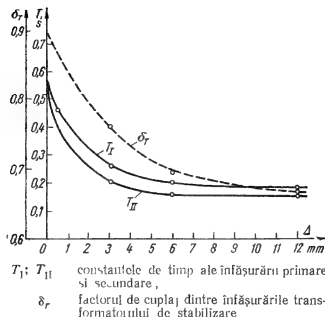
Tipul transformatorului	TC-72-60	TC-144-10
Dimensiuni de gabarit, mm	425 × 260 × 160	425 × 420 × 280
Greutatea, kg	36	125
Numărul total de spire al înfășurării primare	4 800	2 620
Numărul total de spire al înfășurării secundare	1 100	1 970
Numărul de spire al înfășurării primare pînă la prize suplimentară	2 970	1 970
Numărul de spire al înfășurării secundare pînă la prize	800 și 935	1 630 și 1 790
Rezistența înfășurării primare la 20 °C, Ω	232	48
Rezistența înfășurării secundare la 20 °C, Ω	10,3	27
Limitele de reglaj ale inductanței înfășurării primare datorită fluxului principal, H	95—19	50—12,5
Limitele de reglaj ale inductanței înfășurării secundare, H	5—1	28—7
Limitele raportului de transformare	6,0—1,67	1,61—0,662
Curentul de durată admisibil în înfășurarea primară, A	0,3	1,4
Curentul de durată admisibilă în înfășurarea secundară, A	1,4	1,8

Schifele transformatoarelor de stabilizare standardizate în U.R.S.S.

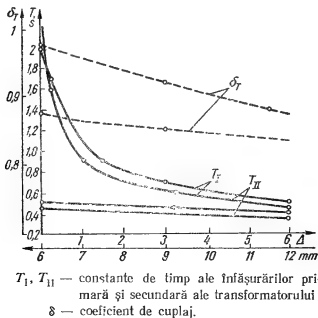


a — tip TC-72-60, b — tip TC-144-10

Caracteristicile medii ale parametrilor transformatoarelor de stabilizare
Tip TC-72-60



Caracteristicile medii ale parametrilor transformatoarelor de stabilizare
de tipul TC-144-110



BIBLIOGRAFIE

- 1 Андреев В. П. и Сабинин Ю. А., Основы электропривода, Госэнергоиздат, 1956.
- 2 Алябьев М. И. и Могильников В. С., Настойка компенсации электромашиных усилителей с поперечным полем сб «Электросила», № 11, 1951.
- 3 Архангельский В. И., Новая схема регулирования нагрузки электропривода блюминга, «Электричество», 1956, № 3.
- 4 Александров Ю. М., Применение электромашиного усилителя поперечного поля в системах привода как генератора тока переменной частоты, сб рабо по вопросам электромеханики, вып. 11, Госэнергоиздат, 1958.
- 5 Асеев Б. П., Колебательные цепи, Связьиздат, 1955
- 6 Барский С. З., Анализ схем электропривода с подающей характеристикой, «Электричество», 1950, № 5
- 7 Барский С. З., Продольно-поперечное намагничивание и его проявление в электрических машинах, «Электричество», 1952, № 12
- 8 Башарин А. В., Графический метод расчета переходных процессов в автоматизированном электроприводе, Изд. ЛГУ, 1956.
- 9 Башарин А. В., Учет поперечной реакции якоря и реакции коммутирующих секций в электромашином усилителе, «Вестник электропромышленности», 1958, № 2
- 10 Башарин А. В., Виноградов И. И., Бячков А. И. и Бывалькиевич И. Б., Электропривод по системе Г—Д с электромашиным и магнитным чсилителями, «Электричество», 1958, № 11
- 11 Барышников В. Д., Дифференциальная обратная связь в системах автоматического регулирования с электромашиными и магнитными усилителями, Изв. ЛЭТИ, вып XXXIV, 1958
- 12 Бахарев С. А., Электропривод широкого диапазона с внутренними обратными связями, «Электричество», 1954, № 8
- 13 Бахарев С. А., Статический расчет электропривода по постоянному тока, «Электричество», 1960, № 3
- 14 Белановский А. Я. и Менский Б. М., Автоматизированный привод с электромашиным усилителем. Воениздат, 1956
- 15 Березниковский С. Ф., Быстродействие и точность регулирования машин постоянного тока при помощи электромашиных усилителей с поперечным полем, сб. «Электросила», № 8, 1951
- 16 Березниковский С. Ф., Реакция тока поперечной цепи якоря ЭМУ, «Электричество», 1956, № 12.
- 17 Блажкин А. Т., Электромашиное автоматическое управление приводами, Металлургиздат, 1954.
- 18 Бобов К. С., Переходные процессы электропривода в системе Леонарда с амплидином, «Электричество», 1947, № 4.

19. Богатырев О. М., Графоаналитический метод решения алгебраических уравнений высоких степеней, «Электричество», 1950, № 8.
20. Бонч-Бруевич А. М., Применение электровинных ламп в экспериментальной физике, Гостехиздат, 1956.
21. Борисов В. А., ЭМУ в двигательном режиме, «Электричество», 1950, № 8.
22. Будницкий А. А., Расчет оптимального сопротивления обмотки управления усилителя, «Вестник электропромышленности», 1959, № 10.
23. Булгаков А. А., Частотное управление асинхронными электродвигателями, Изд. АН СССР, 1955.
24. Булгаков А. А., Электронные устройства автоматического управления, Госэнергоиздат, 1958.
25. Васильев Д. В., Митрофанов Б. А., Рабкин Г. Л., Самохвалов Г. И., Семенович А. А., Фатеев А. В., Чичерин Н. Н., Расчет следящего привода, Судпромгиз, 1958.
26. Васильев Д. В. и Чвич В. Г., Расчет систем автоматического управления, Машгиз, 1959.
27. Вегнер О. Г., Вопросы современной теории коммутации тока в коллекторных машинах, «Электричество», 1956, № 7.
28. Велерштейн Р. А. и Фельдбаум А. А., Разработка при помощи электронной модели схемы системы близкой к оптимальной, «Автоматика и телемеханика», 1958, № 9.
29. Власова О. Д., Егоров Б. А., Мамедов В. М., Рудаков В. В., Электромашинная тормозная установка для исследовательских работ, Изв. высших учебных заведений, «Электромеханика» 1960, № 3.
30. Воронов А. А., К приближенному построению кривых переходного процесса по вещественной частотной характеристике, «Автоматика и телемеханика», 1952, № 6.
31. Воронов А. А., Общеленинградский семинар по теории автоматического регулирования, «Автоматика и телемеханика», 1955, XVI, № 3.
32. Гарднер М. Ф. и Дж. Л. Бернс, Переходные процессы в линейных системах, Гостехиздат, 1951.
33. Горяинов Ф. А. и Салгус Г. К., Расчет магнитной цепи электромашиного усилителя, «Электричество», 1948, № 9.
34. Горяинов Ф. А. и Гусев Б. Я., Двухступенчатый ЭМУ продольного поля, «Электричество» 1956, № 8.
35. Димитрадзе А. С., Учет нелинейности реакции якоря при построении характеристик машин постоянного тока, «Электричество» 1948, № 8.
36. Диткин В. А. и Кузнецов П. И., Справочник по операционному исчислению, Гостехиздат, 1951.
37. Дружинин В. В. и Бурдакова Ю. П., О соотношении потерь на гистерезис и вихревые токи в электротехнической стали, «Электричество», 1956, № 8.
38. Дылевич Ф. И. и Менделев М. Е., Снижение остаточного напряжения в электромашинах усилителя, «Вестник электропромышленности», 1956, № 7.
39. Ефанов А. Г., Гуткин Б. М. и Рейнгольд Ю. Р., Примененис магнитных усилителей в электроприводе, «Электричество», 1956, № 2.
40. Ефанов А. Г., Рейнгольд Ю. Р., Электропривод мощных экскаваторов, «Электричество», 1956, № 4.

41. Живов Л. Г., Расчет регулировочных сопротивлений системы Г—Д привода шахтной подъемной машины, «Электричество», 1953, № 9.
42. Завалишин Д. А., Машины постоянного тока, ОНТИ, 1938.
43. Иосифьян А. Г., Общая теория амплитуды, Изв. АН Арм. ССР, т. IX, 1945.
44. Иосифьян А. Г. и Каган Б. М., Основы следящего привода, Госэнергоиздат, 1954.
45. Ковчин С. А., Расчет параметров линейных связей по основному возмущению и регулируемой величине в комбинированных системах автоматического регулирования с ЭМУ, Труды ЛСХИ, вып. 73, 1958.
46. Кожевников Н. И., Диаграмма тока двигателя вспомогательных механизмов прокатных станов, «Электричество», 1956, № 6.
47. Костенко М. П., Работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов, «Электричество», 1925, № 2.
48. Костенко М. П., Основные вопросы коммутации машин постоянного тока и ее экспериментального исследования, Труды ЛПИ, № 2, 1936.
49. Костенко М. П., Электрические машины, спец. часть, Госэнергоиздат, 1949.
50. Кризе С. Н., Усилители низкой частоты, Воениздат, 1948.
51. Круг К. А., Переходные процессы в линейных электрических цепях, Госэнергоиздат, 1948.
52. Кузовков Н. Т., Теория автоматического регулирования, основанная на частотных методах, Оборонгиз, 1957.
53. Кулебакин В. С., Основные статические характеристики амплитудно-генераторов, Изв. ОТН АН СССР, № 6, 1946.
54. Кулебакин В. С., О работе электромашинных усилителей продольно-поперечного поля в режиме двигателя, Изв. ОТН АН СССР, № 1, 1950.
55. Кулебакин В. С., Научно-технические проблемы автоматизированного электропривода энергетической основы механизации производственных процессов, Изв. ОТН, «Энергетика и автоматика», № 4 1959.
56. Кутарев М. И., О периодических режимах системы Г—Д с электромашиным усилителем, Изв. Томского Политехнического института, 1958.
57. Левин Г. М. и Рудаков В. В., Определение индуктивности якоря машин постоянного тока, «Электричество», 1940, № 7.
58. Лернер А. Я. и Фейгин В. И., Автоматическое управление электроприводами, Госэнергоиздат, 1950.
59. Лурье Б. Б. и Кочененко М. Д., Схема параллельной работы электромашинных усилителей с поперечным полем, «Электричество», 1954, № 2.
60. Мамедов В. М., К вопросу о влиянии неравномерности воздушного зазора на свойства и характеристики ЭМУ продольного поля, «Вестник электропромышленности», 1959, № 11.
61. Монозон Н. А., Некоторые особенности теории и проектирования электромашинного усилителя, «Электричество», 1948, № 9.
62. Монозон Н. А., Электромашинный усилитель и принципы применения его в схемах, Изд. ВМ Академии кораблестроения им. Крылова, 1950.
63. Морозов Д. П., К методике составления дифференциальных уравнений для сложных схем электрического привода, Труды МЭИ, вып. XII, Госэнергоиздат, 1956.

64. Морозов Д. П. и Борцов Ю. А., Обобщенная методика исследования переходных процессов в схемах электропривода, «Электричество», 1957, № 7.
65. Морозов Д. П. и Борцов Ю. А., Моделирование переходных процессов в сложных схемах электропривода, Труды МЭИ, вып. XXIX, Госэнергоиздат, 1957.
66. Михайлов А. В., Метод гармонического анализа в теории регулирования, «Автоматика и телемеханика», 1938, № 3.
67. Основы электрооборудования самолетов и автомашин, под ред. Ларнова А. Н., Госэнергоиздат, 1955.
68. Основы автоматического регулирования, под ред. Солодовникова В. В., Машгиз, 1954.
69. Петров Г. Н., Электрические машины, ч II, Госэнергоиздат, 1947.
70. Попов В. К., Основы электропривода, Госэнергоиздат, 1953.
71. Попов О. В., Выбор параметров схем автоматического управления с ЭМУ поперечного поля, Изв. ОТН, «Энергетика и автоматика», 1959, № 5.
72. Проектирование электрических машин, под ред. Сергеева П. С., Госэнергоиздат, 1956.
73. Пясецкий С. Р., Электромашинный регулятор с критическим самовозбуждением, «Электричество», 1949, № 8.
74. Работы Министерства электротехнической промышленности СССР по механизации и автоматизации народного хозяйства, ч. 1—3, изд. ЦБТИ МЭП, 1956.
75. Рабинович Л. В., Электроавтоматика авиационных электромеханических установок, Оборонгиз, 1957.
76. Радин В. И., Реакция коммутационных токов ЭМУ поперечного поля, «Электричество», 1957, № 9.
77. Рашковский Л., Новый способ регулирования динамомашины с поперечным полем для осевого освещения поездов, Изв. ГЭТ, 1927, № 4.
78. Рейнгольд Ю. Р., К методике экспериментального исследования динамических свойств автоматизированного электропривода, «Электричество», 1954, № 10.
79. Рейнгольд Ю. Р., Устойчивость электромашинного усилителя с отрицательной гибкой обратной связью, «Электричество», 1957, № 2.
80. Розенблат М. А., Магнитные усилители. Изд. «Советское радио», 1956.
81. Романов М. И., Теория работы амплитуды и области его применения «Электричество», 1944, № 11—12.
82. Романов М. И. и Невраев В. Ю., Графоаналитический метод расчета ЭМУ с поперечным полем, «Устройства и элементы теории автоматики и телемеханики» Машгиз, 1952.
83. Рудаков В. В., Форсирование пусковых процессов привода по схеме Г—Д постоянного тока, «Электричество», 1951, № 9.
84. Рудаков В. В., Характеристики ЭМУ с поперечным полем, «Вестник электропромышленности», 1952, № 10.
85. Рудаков В. В., Влияние сдвига щеток поперечной цепи на переходный процесс электромашинного усилителя, «Электричество», 1952, № 11.
86. Рудаков В. В., Компанеев В. Я., Прозоров В. А., Меркучев Д. А., Электрические машины и автотракторное электрооборудование, Сельхозгиз, 1957.

87. Рудаков В. В. и Устюжанин Г. А., Электронный усилитель с множительным устройством для систем следящего привода, изд. ВИНТИ, 1958, № П-58-69/7.
88. Рудаков В. В., Применение частотного метода для исследования систем с задержанными обратными связями, Изв. высших учебных заведений, «Энергетика», 1959, № 4.
89. Рудаков В. В., Мамедов В. М., Егоров Б. А. и Власова О. Д., Электродинамическая модель для исследования систем автоматики электроприводов, «Вестник электропромышленности», 1960, № 9
90. Сабинин Ю. А., Амплидин и его применение, «Электричество», 1940, № 11.
91. Сей М., Электромашинные усилители, Госэнергоиздат, 1959
92. Синицын О. А., Из опыта наладки электропривода с амплидином, «Вестник электропромышленности», 1946, № 7—8
93. Синицын О. А., Оптимально возможные переходные процессы в схеме с питанием цепей возбуждения от ЭМУ с поперечным полем, Труды научно-технической сессии по электроприводу, Госэнергоиздат, 1951.
94. Сиротин А. А., Автоматическое управление электроприводами, Госэнергоиздат, 1959.
95. Слежановский О. В., Анализ системы управления блюмингом при помощи статических характеристик, «Электричество», 1953, № 3.
96. Слежановский О. В., Оптимальное изменение основных параметров и рациональная структура систем управления электроприводами, «Электричество», 1959, № 4
97. Соколов Т. Н., Электромеханические системы автоматического управления, Госэнергоиздат, 1952
98. Солодовников В. В., О применении трапецеидальных частотных характеристик к анализу качества систем автоматического регулирования, «Автоматика и телемеханика», 1949, № 5
99. Солодовников В. В., Топчиев Ю. И. и Крутикова Г. В., Частотный метод построения переходных процессов с применением таблиц и номограмм, Гостехиздат, 1955.
100. Сотсков Б. С., Элементы автоматической и телемеханической аппаратуры, Госэнергоиздат, 1950
101. Сторм Г. Ф., Магнитные усилители, Изд. иностр. лит. 1957.
102. Трапезников В. А., Расчет машины Розенберга и построение ее характеристик, ВЭТЭ, 1929, № 1 и 5
103. Трещев И. И., Исследование машин переменного тока при переменной скорости вращения, «Электричество», 1957, № 2.
104. Труды второго Всесоюзного совещания по теории автоматического регулирования, тт. I, II, III, Изд. АН СССР, 1955.
105. Фатеев А. В., Основы линейной теории автоматического регулирования, Госэнергоиздат, 1954.
106. Фетисов В. В., Переходное падение напряжения и потери под щетками в машине постоянного тока при расстроенной коммутации, «Электричество», 1953, № 8.
107. Фейгин В. И., Электромашинные усилители в прокатных цехах, Металлургиздат, 1957.
108. Харакевич А. А., Нелинейные и параметрические явления в радиотехнике, Гостехиздат, 1956.

109. Челюсткин А. Б. и Розенман Е. А., Автоматическое управление прокатными станами, Госчерметиздат, 1955.
110. Чиликин М. Г., Общий курс электропривода, Госэнергоиздат, 1960.
111. Чуиц В. Г., Настройка статических систем авторегулирования, «Электричество», 1956, № 9.
112. Шинибероз Л. П., О передаточной функции электромашинного усилителя с поперечным полем, «Электричество», 1956, № 10.
113. Шильдинер Л. М., Определение индуктивности по осциллограмме включения или выключения постоянного тока, «Электричество», 1948, № 11.
114. Электромашинные усилители типа ЭМУ, «Вестник электропромышленности», 1956, № 11.
115. Эпштейн Я. С., Переходные процессы в амплидине, «Вестник электропромышленности», 1945, № 1—2.
116. Эпштейн Я. С., Особенности проектирования амплидина, «Электричество», 1945 № 12.
117. Эттингер Е. Л. и Рейнгольд Ю. Р., Экспериментальное исследование динамических свойств электромашинного усилителя и определение его параметров, «Электричество», 1956, № 3.
118. Юдикский С. Б., Коммутация машин постоянного тока, Госэнергоиздат, 1941.
119. Якименко Н. М., Электромашинный усилитель как элемент регулирующей системы, «Электричество», 1948, № 9.
120. Alexanderson E. F., Edwards M. A., Browman K. H., Dinamoelectric amplifier for power control, Trans. AIEE, v 59, 1940
121. Bald K. C., Cross-field generators - their basic theory and application, «Mining Electr. and Mech. Eng.», 1958, № 456.
122. Binney E. A., The magnavolt exciter — a rotating amplifier, «English El. Journ», 1950 № 3
123. Bower J. I., Fundamentals of the amplidyne generator, Trans AIEE, v. 64, 1945
124. Budig P. K., Verstärkermaschinen des Types Amplidyne, «Deutsche Elektrotechnik», 1958, № 3
125. Graybeal T. D., Steady-state theory of the amplidyne generator, Trans AIEE, v 61, 1942
126. Gleichstromdynamomaschinen mit einem in einer Hilfswicklung fließenden Wechselstrom zur Beseitigung des remanenten Magnetismus, Patent F. Krupp Akt. Ges., 1910, № 248346
127. Griffin Y., The magnicon, «El. Times», 3101, 1951
Griffin Y., The magnicon, «El Times», 3102, 1952.
128. Haier, Die Dynamik der Quersfeldverstärkermaschine, «Arch für Elektrotechnik», 1953, № 3
129. Kübler, Gleichstromverstärkermaschinen und Gleichstrom-Regelmaschinen (Amplidyne, Rototrol), ETZ, 1952, № 7
130. Lwischitz M. M., The multistage rototrol, Trans AIEE, v 66, 1947.
131. Litman B., An analysis of rotating amplifiers, Trans AIEE, v. 68, 1949.
132. Loocke G., Elektrische Maschinenverstärker, Springer-Verlag, 1958.

133. Mallotra B. B., Transient response of cross-field machines and application as automatic voltage regulator for alternators of bigger capacity «Sci and Engineering», 1958, № 3
134. Paszek W., Projektowanie wzmacniaczy maszynowych z polem poprzecznym, «Arch. automat., telemech.», 1957, № 3—4.
135. Sequeuz H., Verstärkermaschinen (Amplidyne, Magnicon, Rototrol), E u. M., 1952, № 17.
136. Suchanek V., Linearisovany amplidun, «Electrotechn. obzor», 1956, № 6.
137. Vallini A., L'amplidinamo, come generatrice di corrente alternata a bassa frequenza, «L'energia elettrica», 1953, Giugno
138. Moraru A., Amplidina, Editura Academiei R.P.R., București, 1962. *

TABLA DE MATERII

Prefața	3
Notății folosite	8
I Generalități asupra sistemelor de acționare electrică automatizate cu mașini electrice	13
1.1. Generalități și structura schemelor de acționare electrică automatizată cu mașini electrice	13
1.2. Construirea caracteristicilor statice ale sistemelor automatizate cu mașini electrice	20
1.3. Stabilirea ecuațiilor dinamicii pentru sistemele de acționare automatizată cu mașini electrice	25
1.4. Condiții generale impuse mașinilor electrice amplificatoare din sistemele de automatizare cu mașini electrice	42
II. Două grupe de mașini electrice amplificatoare pentru sistemele de automatizare cu mașini electrice	47
2.1. Principiul de funcționare și particularitățile constructive ale mașinilor electrice amplificatoare cu câmp transversal	47
2.2. Caracteristicile fundamentale care determină proprietățile funcționale ale mașinilor electrice amplificatoare cu câmp transversal	50
2.3. Principiul de funcționare și particularitățile constructive ale mașinilor electrice amplificatoare cu câmp longitudinal	57
2.4. Caracteristicile principale care determină proprietățile de funcționare ale mașinilor electrice amplificatoare cu câmp longitudinal	62
2.5. Serii industriale de mașini electrice amplificatoare pentru sistemele de automatizare cu mașini electrice	67
III. Proprietățile generale ale mașinilor electrice amplificatoare cu câmp transversal	71
3.1. Tensiunea electromotoare a mașinii electrice amplificatoare cu câmp transversal	71
3.2. Reacția secțiilor în comutație din circuitul transversal al mașinii electrice amplificatoare	75
3.3. Acțiunea demagnetizantă a curenților turbionari din miezul indusului mașinii electrice amplificatoare	78
3.4. Particularitățile calculului electric al mașinilor electrice amplificatoare cu câmp transversal	80
3.5. Parametrii caracteristicilor mașinilor electrice amplificatoare cu câmp transversal	88

IV Procesele staționare în mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal	93
4.1. Schema funcțională a mașinii electrice amplificatoare cu cîmp transversal în regim staționar	93
4.2. Luarea în considerare a neliniarității contactului periiilor circuitului transversal la determinarea caracteristicilor statice ale mașinii electrice amplificatoare cu cîmp transversal	95
4.3. Construirea caracteristicilor statice ale mașinii electrice amplificatoare cu cîmp transversal avînd în vedere neliniaritatea contactului periei circuitului transversal și histereza circuitului magnetic	97
4.4. Demagnetizarea jugului mașinii electrice amplificatoare cu cîmp transversal pentru micșorarea influenței dăunătoare a histerezei oțelului circuitului magnetic	103
4.5. Decalarea din axa neutră a periiilor circuitului transversal al mașinii electrice amplificatoare	105
V. Procese tranzitorii în mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal	108
5.1. Ipoteze simplificatoare și aprecieri tip pentru cercetarea proceselor tranzitorii din mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal	108
5.2. Luarea în considerare a fenomenelor de inducție mutuală a diferiților circuite și a înfășurării de compensare la cercetarea proceselor tranzitorii din mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal	114
5.3. Schema funcțională a mașinii electrice amplificatoare cu cîmp transversal pentru cercetarea proceselor dinamice	121
5.4. Procesele tranzitorii din mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal la funcționarea în gol	122
5.5. Procesele tranzitorii din mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal la funcționarea în sarcină activă	126
5.6. Procesele tranzitorii din mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal la funcționarea în sarcină inductivă	134
5.7. Procesele tranzitorii în mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal încărcate cu un motor	140
VI Mașina electrică amplificatoare cu cîmp transversal ca simplu amplificator de putere	151
6.1. Schemele principale de conectare ale mașinii electrice amplificatoare cu cîmp transversal la funcționarea ca simplu amplificator de putere	151
6.2. Alegerea elementelor schemelor mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp transversal cu amplificatoare magnetice auxiliare	157
6.3. Alegerea elementelor schemelor mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp transversal cu amplificatoare electronice auxiliare	164
6.4. Procesele tranzitorii în mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal funcționînd în serie cu un amplificator magnetic	174

6.5. Procesele tranzitorii din mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal funcționînd în serie cu un amplificator electronic	183
VII. Mașina electrică amplificatoare cu cîmp transversal ca amplificator de putere sumator	188
7.1. Insumarea semnalelor cu ajutorul cîtorva înfășurări de comandă în mașina electrică amplificatoare cu cîmp transversal	188
7.2. Schema funcțională generală a mașinii electrice amplificatoare cu cîmp transversal în cazul însumării semnalelor de comandă	195
7.3. Alegerea înfășurărilor de comandă ale mașinii electrice amplificatoare sumatoare cu cîmp transversal, pentru circuitele semnalelor de corecție	198
7.4. Transformatoare de stabilizare pentru mașinile electrice amplificatoare sumatoare cu cîmp transversal cu mai multe înfășurări	203
7.5. Procesele tranzitorii din mașinile electrice amplificatoare sumatoare cu cîmp transversal, cu transformator de stabilizare	206
VIII. Mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal în scheme speciale ale acționării electrice automatizate	213
8.1. Mașina electrică amplificatoare cu cîmp transversal ca amplificator multiplicator în schemele de automatizare cu mașini electrice	213
8.2. Mașina electrică amplificatoare cu cîmp transversal în sistemele de acționare reglabilă în curent alternativ cu comanda prin frecvență	220
8.3. Mașina electrică amplificatoare cu cîmp transversal în schemele generatoarelor parametrice de joasă frecvență	230
IX. Mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal în instalațiile de modelare electrodinamică	238
9.1. Structura instalațiilor de modelare electrodinamică pentru cercetarea sistemelor de automatizare cu mașini electrice	238
9.2. Mașinile modelului electrodinamic pentru cercetarea sistemelor de acționare automatizate cu mașini electrice	240
9.3. Utilizarea mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp transversal drept compensatoare de rezistență și convertizoare și de tensiune în circuitele de excitație	243
9.4. Utilizarea mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp transversal ca reactoare ale circuitelor de excitație ale mașinilor modelelor electrodinamice	248
9.5. Utilizarea mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp transversal în instalațiile de sarcină universale ale modelelor electrodinamice	253

X. Sistemele de automatizare cu mașini electrice amplificatoare cu câmp transversal și metode de calcul al acestora	259
10.1. Scheme de automatizare cu mașini electrice amplificatoare cu câmp transversal cu mai multe înfășurări	259
10.2. Schemele de automatizare cu mașini electrice amplificatoare cu câmp transversal și cu amplificatoare auxiliare	268
10.3. Caracteristicile statice ale sistemelor de automatizare cu mașini electrice amplificatoare cu câmp transversal	274
10.4. Calculul proceselor tranzitorii în sistemele de automatizare cu mașini electrice amplificatoare cu câmp transversal după funcțiile de transfer generalizate	296
10.5. Direcții noi în dezvoltarea sistemelor de automatizare cu mașini electrice amplificatoare	304
Anexa 1	316
Anexa 2	325
Bibliografia	329

Redactor responsabil: Ing. ZAMFIRESCU PAUL
 Tehnoredactor: NEGREANU BETTY

*Dat la cules 24.07.1963 Bun de tipar 12.12.1963. Apărut 1963
 Tiraj 3000+110 broșate Hârtie semivelină de 63 g/m², 610×860/16
 Coli editoriale 19,16 Coli de tipar 21,25 A. 9286/1963. C.Z.
 pentru bibliotecile mari 621,313. C.Z. pentru bibliotecile mici 621*

Tiparul executat sub comanda nr 4460 la Întreprinderea Poligrafică
 Banat Timișoara, str. Tipografilor nr. 7. — R.P.R.



EDITURA TEHNICĂ

Lei 14.-